Ю. А. БУЛАНОВ и С. Н. УСОВ

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

Ю. А. БУЛАНОВ и С. Н. УСОВ

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для техникумов



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1960 ЛЕНИНГРАД

ЭС-4-2

Книга является учебником по курсу «Усилители низкой частоты и радиоприемные устройства» для техникумов, готовящих специалистов по радиоаппаратостроению.

В книге рассматриваются теория работы низкочастотных и высокочастотных каскадов радиоприемников, а также методы их расчета, применение полупроводниковых приборов, особенности приемников сверхвысоких частот.

Наличие в конце глав кратких выводов, вопросов для повторения и задач облегчает учащимся самостоятельную работу с учебником.

Характер изложения материала в учебнике позволяет пользоваться им как учащимся техникумов, так и подготовленным радиолюбителям и работникам заводов, имеющим математическую подготовку в объеме средней школы.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга должна явиться учебником по усилителям низкой частоты и радиоприемным устройствам для техникумов радиотехнической промышленности. Книга написана в соответствии с учебной программой курса, читаемого в радиотехнических техникумах.

Учитывая, что особенности приемников специального назначения (радиолокационных и телевизионных) изучаются в специальных курсах, авторы стремились изложить в этой книге теорию тех общих вопросов, которые характерны для радиоприемного устройства любого типа. Для того чтобы облегчить самостоятельное изучение курса по этой книге, что особенно важно для учащихся заочных техникумов, в конце глав имеются краткие выводы, обращающие внимание учащегося на главные положения, приведенные в данной главе, а также вопросы для повторения и задачи.

Применение полупроводниковых приборов не выделено в самостоятельную главу, а рассматривается в главах, посвященных разбору работы соответствующих каскадов приемника. Лишь в первой части книги, посвященной усилителям низкой частоты, где учащиеся впервые сталкиваются с применением полупроводниковых приборов, этому вопросу уделено большое внимание. Особенности приемников сверхвысоких частот в соответствии с учебной программой рассматриваются в специальной главе, хотя этому вопросу уделяется внимание и в других главах, где рассматривается работа отдельных каскадов.

Главы 1—9 написаны С. Н. Усовым, а главы 10—19— Ю. А. Булановым.

Авторы считают своим приятным долгом выразить благодарность профессору Н. И. Чистякову, редактору учебника В. Ф. Потрясаю и инженеру С. В. Гуринову с группой преподавателей московских техникумов за ценные замечания, принесшие существенную пользу при написании этой книги.

Авторы

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

1. Принцип радиосвязи

Радиосвязь обеспечивает передачи посредством электромагнитных волн различных сигналов из одного пункта — передающего в другой — приемный.

Передачу сигналов можно осуществить, если по закону изменения передаваемого сигнала воздействовать на ка-

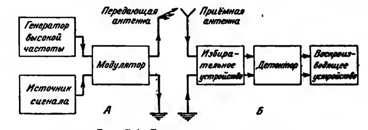


Рис. В-1. Блок-схема радиосвязи.
А — передающее устройство; *Б* — приемное устройство.

кой-либо параметр электромагнитных колебаний; этот процесс называется модуляцией. Электромагнитные колебания, используемые в радиосвязи, являются синусоидальными и характеризуются амплитудой, частотой и фазой. В зависимости от того, какой из этих параметров изменяется при модуляции, различают амплитудную, частотную и фазовую модуляцию.

На рис. В-1 приведена блок-схема, поясняющая принцип радиосвязи. В месте передачи сигнала находится радиопередающее устройство *А*, а в месте приема — радиоприемное устройство *Б*. Радиопередающее устройство содержит источник сигнала, генератор высокочастотных колебаний, модулятор и передающую антенну. Модулиро-

ванный ток высокой частоты, протекая по передающей антенне, возбуждает вокруг нее электромагнитные колебания высокой частоты, распространяющиеся в пространстве и доходящие до приемной антенны.

В состав радиоприемного устройства входит приемная антенна, в которой под действием электромагнитных колебаний возникает электрический ток той же высокой частоты, что и на передающей стороне, избирательное устройство, детектор, выделяющий из модулированного тока высокой частоты напряжение сигнала, и, наконец, воспроизводящее устройство, использующее принятый сигнал.

Большое значение имеет избирательное устройство. Приемная антенна принимает высокочастотные электромагнитные колебания, создаваемые одновременно множеством радиопередающих устройств и многочисленными источниками помех (грозовыми разрядами, радиоизлучением солнца и звезд, а также промышленными установками). Радиоприемное устройство должно воспроизвести лишь сигнал выбранного радиопередающего устройства. Для ослабления действия всех других источников высокочастотных электромагнитных колебаний служит избирательное устройство приемника.

Доля энергии, принимаемая радиоприемным устройством, чрезвычайно мала по сравнению с той энергией, которую излучает в пространство радиопередающее устройство, и, как правило, недостаточна для нормальной работы воспроизводящего устройства. Поэтому в приемных устройствах приходится осуществлять усиление принятых колебаний. Это усиление производится как до детектора, так и после него. Кроме того, радиоприемные устройства могут содержать дополнительные составные части в зависимости от их назначения и требований, предъявляемых к ним.

2. Основные этапы развития радиоприемной техники

Изобретение радиосвязи, являющееся одним из величайших достижений науки и техники, было сделано великим русским ученым Александром Степановичем Поповым в 1895 г.

Это изобретение завершило собой труды многих ученых. В 1864 г. английский физик Максвелл теоретически доказал существование электромагнитных волн, предска-

занное еще Фарадеем. В 1888 г. немецкий ученый Герц экспериментально доказал существование этих волн.

Опыт Герца состоял в том, что с помощью катушки Румкорфа в пространстве создавались слабые электромагнитные волны, воспринимаемые тут же расположенным «резонатором». Слабая искра в резонаторе свидетельствовала о приеме высокочастотных электромагнитных колебаний.

Казалось, что принцип связи без проводов уже найден, стоит лишь увеличить мощность передающего устройства. Именно по этому пути шли ученые, которые хотели использовать волны Герца для связи без проводов. Однако этот путь не привел к существенным результатам.

Другим путем пошел А. С. Попов. Он решил обратить главное внимание на отыскание возможностей приема очень слабых сигналов, т. е. на повышение чувствительности приемника.

7 мая 1895 г. Попов на заседании физического отделения Русского физико-химического общества сделал доклад, на котором продемонстрировал прибор, который принимал электромагнитные колебания. Этот прибор был первым в мире радиоприемным устройством. Летом того же года к приемнику было добавлено регистрирующее устройство и был создан грозоотметчик. Менее чем через год, в марте 1896 г., Попов смог уже продемонстрировать радиосвязь на расстоянии 250 *м;* в дальнейших работах Попова это расстояние было значительно увеличено.

Схема радиоприемника Попова показана на рис. В-2. Электромагнитные колебания, принятые антенной *А*, воздействуют на когерер. Когерер, изобретенный Бранли и усовершенствованный Поповым, представлял собой стеклянную трубку с электрическими контактами на концах, заполненную металлическими опилками. Сопротивление опилок между контактами обычно велико, но если когерер подвергается действию электромагнитных волн, опилки намагничиваются и образуют как бы металлический мостик между контактами, вследствие чего сопротивление между контактами резко падает. Тогда от батареи *Б* проходит ток через когерер и обмотку электромагнитного реле *ЭМ;* контакты реле замыкаются и пропускают ток от той же батареи (или другой, более мощной) через обмотки электрического звонка *З* и телеграфного аппарата *ТА*. Молоточек звонка, ударяя о когерер, встряхивает его, и когда действие электромагнитных волн прекращается, опилки после

встряхиваиня рассыпаются и токн в цепях прекращаются. Таким образом, пока действуют электромагнитиые волны, звенит звоиок, а иа ленте телеграфного аппарата прочерчиваются принятые сигналы. Если электромагнитные волны посылаются передатчиком ие иепрерывно, а по телеграфиой азбуке, то иа ленте телеграфиого аппарата можно прочесть знаки запнсанного сообщення.

Раднoприемное устройство Попова отлнчалось от приемиых устройств предшествующих исследователей (Герца,

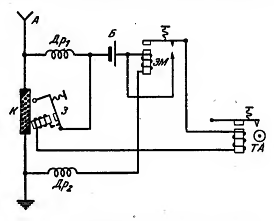


Рис. В-2. Принципиальная схема приемника А. С. Попова.

Лоджа) двумя особениостями: наличием антенны н использоваиием усиления прннятого сигнала. Последннй заключался в том, что устройство, воспроизводящее сигнал (электрическнй звонок, а затем и пншущнй телеграфиый аппарат), приводилось в действне ие слабой эиергней прииятого сигнала, а эиергией местиого источинка (батареи); прииятый сигнал лншь регулировал с помощью когерера включение и выключенне этой батареи.

В дальиейшем чувствительность своего приемника А. С. Попов значнтельио повысил, замеинв когерер электролитическим, а затем и кристаллнческнм детектором. Пишущий телеграфный аппарат был замеиен телефоиными трубками, что позволило использовать непосредственио прииятые сигиалы без их усиления за счет эиергии местиого источника, но это видонзмененне схемы носило времеиный характер.

Вскоре в схему своего приемника А. С. Попов ввел колебательный контур, настраиваемый в резонанс с частотой электромагнитных колебаний, что еще более повысило чувствительность приемника и придало ему избирательные свойства. В таком виде детекторный приемник стал основным видом радиоприемного устройства примерно до 1915 г., а в некоторых случаях применяется и в настоящее время.

В 1904 г. английский ученый Флеминг изобрел двухэлектродную лампу (диод), а в 1906 г. Ли де-Форест ввел в нее третий электрод — управляющую сетку. Электронная лампа вызвала большие изменения в технике радиосвязи. Она довольно быстро заняла в радиоприемнике исключительно важное место, и последующее развитие радиоприемной техники было неразрывно связано с усовершенствованием электронных ламп.

Внедрение в радиотехнику коротких волн предъявило к лампам новое требование. Дело в том, что при усилении принятых сигналов напряжение прикладывается к участку сетка — катод; как известно, анодный ток лампы меняется в зависимости от этого напряжения и, протекая через сопротивление нагрузки, создает на нем усиленное в несколько раз напряжение. Это усиленное напряжение из анодной цепи не должно попадать обратно на сетку, так как последнее вызывает, как показано в дальнейшем, неустойчивую работу усилителя или даже его самовозбуждение. Однако между сеткой и анодом лампы обязательно существует емкость (обозначаемая $C_{\text{а.с}}$); чем выше рабочая частота, тем меньше сопротивление этой емкости и тем большая часть анодного напряжения попадает на сетку. В трехэлектродной лампе величина емкости $C_{\text{а.с}}$ велика, и поэтому такая лампа нормально работать в диапазоне коротких волн не может.

Для борьбы с вредным влиянием емкости $C_{\text{а.с}}$ были предложены различные методы. Один из них заключается в нейтрализации действия емкости $C_{\text{а.с}}$ с помощью специального конденсатора; этот метод нашел себе широкое применение в радиопередающих устройствах, применялся и в радиоприемниках (так называемых нейтродинах). В настоящее время он встречается иногда в приемниках лишь сверхвысоких частот, в которых триод является единственной применимой лампой.

Другой метод заключался в искусственном понижении

частоты принятых сигналов. Такой приемник, названный супергетеродином, был предложен в 1918 г.

В 20-х годах нашего столетия появились новые типы ламп — тетроды и пентоды, в которых величина емкости $C_{a.c}$ была значительно снижена. Такие лампы могли усиливать частоты, соответствующие коротковолновому диапазону, и обычные приемники, в которых усиление ведется на частоте принятого сигнала (так называемые приемники прямого усиления), вновь стали основным типом радиоприемных устройств. Лишь в конце 30-х и начале 40-х годов в связи с выпуском новых многосеточных ламп супергетеродинные приемники, имеющие ряд преимуществ перед приемниками прямого усиления, начали вытеснять последние и в настоящее время стали почти единственным типом радиоприемных устройств.

Развитие радиотехники в России (хотя Россия явилась родиной радио) тормозилось косностью царского правительства. После смерти А. С. Попова лишь отдельные энтузиасты продолжали его замечательное дело.

После Великой Октябрьской социалистической революции началось быстрое развитие теории и практики радиоприема. Большая работа по развитию отечественной радиотехники, в том числе радиоприемной, была выполнена знаменитой Нижегородской радиолабораторией, созданной по инициативе В. И. Ленина в 1918 г. Научным руководителем лаборатории был М. А. Бонч-Бруевич. Многие образцы радиоаппаратуры, а также электронные лампы, разработанные в этой лаборатории, значительно опередили заграничные достижения.

Большие задачи по развитию отечественной радиотехники в нашей стране поставлены XXI съездом КПСС по семилетнему плану развития народного хозяйства СССР. Он предусматривает значительное увеличение выпуска радиоприемников и телевизоров при улучшении их качества, создание радиорелейных линий связи, аппаратуры на полупроводниковых диодах и триодах.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Для каких целей служит радиосвязь?
2. Что такое модуляция и для какой цели она применяется?
3. Какие виды модуляции Вы знаете?
4. Начертите блок-схему радиосвязи и объясните ее.
5. Когда и кем был создан первый радиоприемник?
6. Назовите основные этапы развития радиоприемной техники.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

1-1. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Разнообразные типы радиоприемников, применяемые в настоящее время, можно разделить на две основные группы: профессиональные и радиовещательные. К первой группе относятся приемники специального назначения, например: связные, радиолокационные, навигационные, телеметрические и другие.

Ко второй группе относятся приемники, служащие для приема радиовещательных и телевизионных программ.

Приемники можно классифицировать также по ряду следующих признаков: 1) род работы; 2) характер модуляции принимаемых сигналов; 3) диапазон волн; 4) особенности схем приемников; 5) система электропитания и т. д.

1. По роду работы различают радиотелеграфные, радиотелефонные, телевизионные, радиолокационные и радионавигационные приемники, а также приемники неподвижных изображений, сигналов радиотелеуправления и т. д. Кроме того, радиотелеграфные приемники можно подразделить на слуховые, пишущие и буквопечатающие.

2. По характеру модуляции приходящих сигналов приемники делятся на приемники для приема сигналов с амплитудной и частотной модуляцией и разновидностями импульсной модуляции (время-импульсная, кодовая импульсная и др.). В настоящее время наиболее часто применяются амплитудная, частотная и импульсная модуляции.

3. По диапазону волн приемники могут быть разделены на длинноволновые, средневолновые, коротковолновые

и ультракоротковолновые. Ультракоротковолновые приемники в свою очередь делятся на приемники метровых, дециметровых и сантиметровых волн. Приемники могут предназначаться для работы в одном или (чаще) в нескольких диапазонах, например в диапазонах длинных, средних, коротких и метровых волн.

4. По особенностям схем приемников различают приемники: прямого усиления, суперрегенеративные и супергетеродинные с одинарным и двойным преобразованием частоты.

5. По системе электропитания различают приемники, питаемые от сети постоянного тока, сети переменного тока, аккумуляторов, батарей, сухих элементов, а также от преобразователей тока различных типов.

1-2. ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ И КЛАССИФИКАЦИЯ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ

Для передачи на расстояние музыки, речи, телеграфных и других видов сигналов используется электрическая энергия высокой частоты, излучаемая в пространство антенной передатчика. Антенное устройство передатчика представляет собой по существу колебательный контур, резонансная частота которого должна соответствовать частоте высокочастотных колебаний, поступающих к антенне. Если бы антенна питалась током постоянной частоты f и постоянной амплитуды I_{ma}, то никаких сигналов при этом не передавалось бы. Для передачи сигналов нужно воздействовать на амплитуду, частоту или фазу колебаний высокочастотного тока, питающего антенну. Так, для радиосвязи с помощью телеграфных сигналов амплитуда переменного тока I_m, питающего антенну передатчика, должна изменяться в соответствии, например, с знаками телеграфной азбуки и т. д., что можно осуществить с помощью телеграфного ключа.

Отжатие телеграфного ключа будет вызывать прекращение высокочастотных колебаний в антенне, а нажатие ключа приведет к возникновению колебаний. Такое управление высокочастотной энергией с помощью ключа называется манипулированием (рис. 1-1).

Сигналы радиолокационной станции по своему виду напоминают манипулированные колебания, изображенные на рис. 1-1, с той лишь разницей, что длительность этих импульсов τ во много раз меньше длительности паузы τ_1 (рис. 1-2).

Сущность радиотелефонной передачи состоит в том, что амплитуда, фаза или частота тока в антенне передатчика изменяется в такт со звуковыми колебаниями, воздействующими на микрофон, включенный в соответствующие цепи передатчика. Электрические колебания, созданные микрофоном, обычно имеют частоту несколько тысяч герц и носят сложный характер.

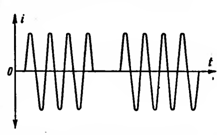


Рис. 1-1. Изменение тока в цепи антенны передатчика при передаче телеграфных сигналов.

Как было сказано в начале главы, известны различные способы модуляции, из которых наиболее часто применяются амплитудная, частотная и импульсная модуляции.

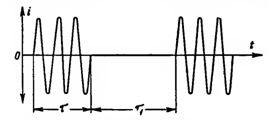
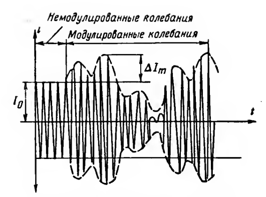


Рис. 1-2. Сигналы, посылаемые радиолокационным передатчиком.
τ — длительность импульса; τ_1 — длительность паузы.

а) Амплитудная модуляция

Если под действием тока звуковой частоты микрофона (рис. 1-3) изменяется только амплитуда высокочастотного тока, питающего антенну, то такая модуляция называется амплитудной (АМ).

В период паузы ток в цепи микрофона не меняется и ток высокой частоты, питающий антенну, имеет постоянную амплитуду I_m. Такие колебания с постоянной частотой f и амплитудой I_m называются незатухающими. Модулированные колебания отличаются от незатухающих тем, что их амплитуда изменяется на величину ΔI_m с частотой, более низкой (звуковой), чем основная высокая частота тока, питающего антенну.



Рнс. 1-3. Измененне тока в цепн передающей антенны прн передаче амплнтудно-модулнрованных снгналов.

Амплитудная модуляция характеризуется так называемым коэффициентом глубины модуляции m, который выражает отношение изменения амплитуды ΔI_m к ее среднему значению I_m:

$$m = \frac{\Delta I_m}{I_m} \cdot 100\%.$$

В процессе радиопередачи величина m может изменяться от 0 до 100% в зависимости от громкости звука, действующего на микрофон; чем больше громкость звука, тем глубже модуляция и, следовательно, будет громче сигнал, принятый приемником.

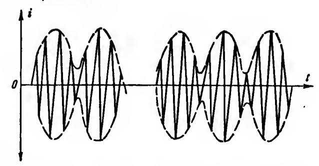
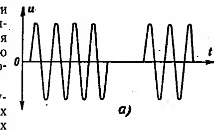


Рис. 1-4. Характер нзменення тока в цепн передающей антенны прн передаче телеграфных тонально-модулнрованных снгналов.

При радиотелеграфной связи также применяются тонально-модулированные сигналы (рис. 1-4). В моменты нажатия ключа антенна передатчика питается модулированным током высокой частоты, но частота модуляции при этом не изменяется и обычно выбирается в пределах 800—1 200 *гц*. В отличие от радиотелефонных сигналов (рис. 1-3), у которых во время передачи форма огибающей тока высокой частоты непрерывно меняется, при тонально-модулированных сигналах огибающая тока высокой частоты во время передачи имеет постоянную частоту.

При приеме немодулированных телеграфных сигналов, изображенных на рис. 1-5, на выходе приемника прослушиваются сигналы в виде отдельных щелчков с разными интервалами, так как среднее значение выпрямленного тока $I_{ср}$ не меняется.



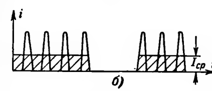


Рис. 1-5. Форма телеграфных незатухающих колебаний, принятых приемником.

а — сигналы до детектирования; *б* — сигналы после детектирования.

При приеме тонально-модулированных сигналов на выходе приемника прослушиваются сигналы определенной звуковой частоты различной длительности в соответствии с длительностью телеграфных знаков, что изображено на рис. 1-6. Среднее значение выпрямленного тока меняется с частотой тональной модуляции. Если модуляция осуществляется синусоидальным сигналом частоты F, то промодулированный высокочастотный сигнал при амплитудной модуляции представляет собой сумму трех простых синусоидальных колебаний: колебания с несущей частотой f и двух других колебаний, частоты которых равны сумме f_0+F и разности f_0-F. При передаче речи или музыки модулированный сигнал состоит из суммы различных по частоте синусоидальных колебаний и, следовательно, число боковых колебаний суммарных и разностных частот увеличивается.

Спектральный состав модулированного колебания

при амплитудной модуляции синусоидальным сигналом с частотой F показаи иа рис. 1-7, где f_0 — несущая частота. Верхние боковые колебания имеют частоты

$$f_в = f_0 + F,$$

а нижние боковые колебания

$$f_н = f_0 - F.$$

Так, иапример, если иесущая частота $f_0 = 2\,000$ *кгц*, а частота модулирующего сигиала $F = 5$ *кгц*, то верхиие боковые колебаиия (верхняя боковая частота) будут иметь частоту $f_в = f_0 + F = 2\,000 + 5 = 2\,005$ *кгц*; нижиие бо-

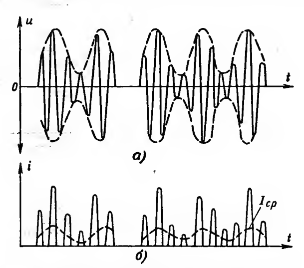


Рис. 1-6. Форма телеграфных тонально-модулированных сигналов, принятых приемником.
а — сигналы до детектирования; *б* — сигналы после детектирования.

ковые колебаиия (нижняя боковая частота) будут иметь частоту $f_н = f_0 - F = 2\,000 - 5 = 1\,995$ *кгц*.

Таким образом, передаваемый сигнал при амплитудиой модуляции будет иметь полосу частот $П$ от $f_н$ до $f_в$ или для приведенного примера $2\,005 - 1\,995 = 10$ *кгц*. При радиовещании частота модуляции может изменяться в пределах 5—10 *кгц*.

Для неискаженного приема такого сигнала приемник должен равномерно усиливать всю полосу частот от $f_н$ до $f_в$, т. е. в приведенном примере полосу частот в 10—20 *кгц*.

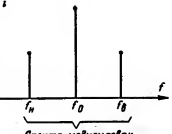


Рис. 1-7. Спектральный состав амплитудно-модулированного сигнала.

б) Частотная модуляция

При частотной модуляции модулирующий сигнал изменяет частоту тока, питающего антенну. Величина этого изменения (его называют в литературе отклонением или девиацией) зависит от амплитуды модулирующего сигнала (т. е. от громкости модулирующего звука) и не зависит от частоты модулирующего сигнала. Чем больше амплитуда модулирующего сигнала, тем больше изменение частоты, т. е. тем больше степень частотной модуляции.

На рис. 1-8,*а* и *б* показаны два модулирующих сигнала одной частоты, но разной амплитуды. На рис. 1-8,*в* и *г* приведены высокочастотные колебания, модулированные по частоте соответственно модулирующим колебаниям *а* и *б*. Из рис. 1-8 видно, что с увеличением амплитуды модулирующего сигнала растет отклонение частоты высокочастотного сигнала, т. е. увеличивается степень модуляции.

Из рис. 1-8 также видно, что частоты колебаний *в* и *г* увеличиваются во время положительных полупериодов колебаний *а* и *б* и уменьшаются во время отрицательных полупериодов этих колебаний. Так как частоты сигналов одинаковы, то периоды изменения частоты высокочастотных сигналов *в* и *г* также одинаковы и равны периодам модулирующих сигналов *а* и *б*. Таким образом, изменение частоты высокочастотных сигналов *в* и *г* при частотной модуляции происходит с частотой модулирующего сигнала, или, иначе говоря, частота модулирующего сигнала при частотной модуляции определяет число полных отклонений частоты высокочастотного сигнала (относительно несущей частоты) в 1 *сек*. Частотная модуляция применяется как при телеграфной, так и при телефонной радиосвязи. В первом случае такие сигналы называют частотно-манипулированными, а во втором — частотно-модулированными.

Как уже было сказано, амплитудно-модулированный сигнал при модуляции его синусоидальным сигналом состоит из трех составляющих несущей частоты f_0 и двух боковых частот f_0+F и f_0-F. При частотной модуляции модулированный сигнал состоит из несущей частоты и большого количества пар боковых частот. При частотной модуляции ширина полосы, занимае-

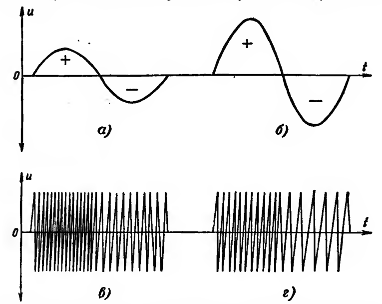


Рис. 1-8. Сравиение двух частотио-модулированных сигналов *в* и *г*, у которых модулирующие сигиалы *а* и *б* имеют одиу и ту же частоту.

мая модулированным сигналом, сохраняется почти постоянной при изменении частоты модулирующего сигнала и лишь слегка уменьшается при низких частотах модулирующего сигнала, если амплитуда его не меняется. Ширина полосы, занимаемая модулированным сигналом при частотной модуляции, в основном определяется величиной максимального отклонения частоты, которая в свою очередь, как было сказано, зависит от амплитуды. Отклонение частоты может достигать $\pm 50 \div 75$ *кгц* от несущей частоты.

При проектировании радиопередающих и приемных устройств для целей радиовещания обычно выбирают отклонение частоты в одну и другую стороны от несущей

порядка 75 *кгц*. Таким образом, спектр частот при частотной модуляции получается равным 150 *кгц*, а при амплитудной модуляции, как было сказано выше, порядка 10—20 *кгц*.

В приемном устройстве входные цепи приемника и каскады усиления высокой и промежуточной частот должны равномерно усиливать весь спектр частот, излучаемый при работе передающей радиостанции. Полоса частот *П*, пропускаемая одиночным контуром на уровне $1/\sqrt{2}$, может быть определена по формуле

$$П = \frac{f_0}{Q},$$

где f_0 — резонансная частота контура, *кгц*;
Q — добротность контура.

Так, например, если ведется прием сигналов радиостанции на волне 500 *м* (частота 600 *кгц*) и добротность контура равна $Q = 60$, то полоса частот, пропускаемая контуром, равна:

$$П = \frac{600}{60} = 10 \text{ кгц}.$$

Такая полоса частот соответствует спектру частот, излучаемому передающей радиостанцией при амплитудной модуляции и при частоте модуляции 5 *кгц*.

Так как в приемнике обычно имеется несколько резонансных контуров, то результирующая полоса равномерно усиливаемых частот оказывается несколько меньшей. Если на этой волне работает передающая станция с частотной модуляцией, то принимаемый сигнал будет значительно искажен, так как при частотной модуляции излучаемый спектр частот равен 150 *кгц*.

Более широкий спектр пропускаемых частот можно получить, применяя контур с худшей добротностью, но это значительно ухудшит избирательность приемника, т. е. его способность отстраиваться от мешающих станций. Если передающая радиостанция работает на более короткой волне (например, на волне 6 *м*, частота 50 000 *кгц*), а добротность контура $Q = 100$, то полоса частот, которую равномерно пропустит входной контур, будет равна:

$$П = \frac{50\,000}{100} = 500 \text{ кгц},$$

что вполне обеспечивает равномерное усиление всего спектра частот, излучаемого передающей станцией при частотной модуляции. Таким образом, частотную модуляцию для целей радиовещания целесообразно применять в диапазоне ультракоротких волн. Частотная модуляция также находит применение в области коротких волн для целей телеграфной связи. При этом передающая станция излучает сравнительно узкую полосу частот, которую колебательные контуры приемника усиливают без значительных искажений.

в) Импульсная модуляция

Импульсная модуляция в основном используется в многоканальной радиотелефонной связи. В отличие от радиотелефонной связи, в которой используются непрерывные высокочастотные колебания, модулированные по амплитуде или частоте, при импульсной радиотелефонной связи сигналы передаются в виде серии импульсов, параметры которых меняются с частотой модулирующего сигнала.

Если, например, с частотой модулирующего напряжения изменяется амплитуда высокочастотных импульсов, такая модуляция называется амплитудной. Применяется также модуляция по длительности импульсов, а также путем сдвига импульсов по фазе.

В качестве примера на рис. 1-9 показана амплитудная модуляция и модуляция по длительности импульсов.

При амплитудно-импульсной модуляции амплитуды излучаемых импульсов изменяются по закону модулирующего напряжения (рис. 1-9,*а*, *б*).

При импульсной модуляции по длительности изменение длительности излучаемых импульсов происходит также по закону модулирующего напряжения (рис. 1-9,*в*).

При импульсной модуляции антенна передатчика излучает спектр частот, величину которого в простейшем случае определяют по формуле

$$П=\frac{1}{\tau},$$

где τ — длительность импульса, *сек*;

$П$ — спектр частот, излучаемый антенной передатчика, *гц*.

Так, например, если длительность импульса $\tau = 2$ *мксек*, то спектр частот будет равен:

$$\Pi = \frac{1}{2 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ кгц}.$$

Такой спектр частот может равномерно пропустить входной контур, работающий в диапазоне УКВ. По этой причине,

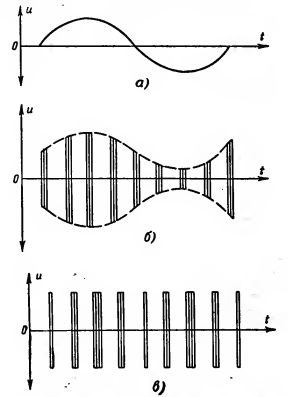


Рис. 1-9. Диаграмма, поясняющая различные виды импульсной модуляции.

а — синусоидальное модулирующее напряжение; *б* — амплитудная модуляция импульсных сигналов; *в* — модуляция импульсных сигналов по длительности.

а также учитывая ряд дополнительных соображений, импульсные методы радиотелефонной связи наиболее целесообразно применять в области УКВ, например в диапазоне дециметровых и сантиметровых волн.

1-3. СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

а) Детекторный приемник

Рассмотрим простейшую схему приемника с кристаллическим детектором (рис. 1-10). Конденсатор переменной емкости C_1 и катушка индуктивности L_1 представляют собой параллельный колебательный контур, к которому подключается антенна *А* и заземление *З*. С помощью конденсатора C_1 колебательный контур C_1L_1 можно настраивать

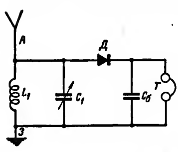


Рис. 1-10. Схема простейшего детекторного приемника.

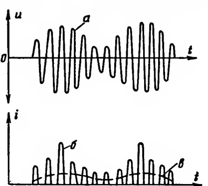


Рис. 1-11. Детектирование модулированных высокочастотных колебаний идеальным детектором.

а — модулированное высокочастотное колебание; *б* — импульсы тока в цепи детектора; *в* — среднее значение тока в цепи детектора, изменяющееся в соответствии с изменением амплитуды модулирующих сигналов.

на разные резонансные частоты и, следовательно, осуществлять прием различных радиостанций.

К концам катушки L_1, т. е. параллельно колебательному контуру, присоединяется цепь, состоящая из последовательно включенных детектора *Д* и обмотки телефона *Т*. При наличии сигнала в антенне, частота которого будет совпадать с резонансной частотой контура L_1C_1, в контуре возникнут колебания и на катушке L_1 появиться высокочастотное напряжение, которое подается на детектор *Д* через обмотку телефона *Т*. Для того чтобы в обмотке телефона, обладающей активным и индуктивным сопротивлениями, не терялась значительная часть высокочастотного напряжения, параллельно обмотке телефона *Т* включен блокировочный конденсатор $C_б$ емкостью до 1 000 *пф*, сопротивление которого X_c во много раз меньше сопротивления обмотки телефона Z_L. В идеальном случае детектор

обладает одиосторонией проводимостью, т. е. пропускает переменный ток только в одном направлеини. Обычно прнменяемые в детекторных приемннках крнсталлнческне детекторы обладают пренмуществеиио односторонней проводнмостью, т. е. прн прохожденин тока в одном направленнн сопротнвлеиие детектора мало, а при изменении иаправлення тока — сопротивленне детектора значительно возрастает, но не равно бесконечиости, как это должно быть в идеальном детекторе. Такое свойство детектора позволяет осуществить процесс детектнроваиия высокочастотных снгиалов, как показано иа рис. 1-11.

При детектнроваинн амплнтудио-модулированиого снгиала в цепн детектора протекает пульсирующий ток, содержащнй как переменную составляющую высокой частоты (*б*), так и перемеиную составляющую низкой (звуковой) частоты (*в*). Так как конденсатор $C_б$ создает значнтельиое сопротивленне для перемеиной составляющей тока звуковой частоты н очеиь малое сопротнвленне для перемеииой составляющей тока высокой частоты, то пронсходит распределение тока по отдельиым цепям, причем перемеииая составляющая тока высокой частоты в основном протекает через кондеисатор $C_б$, а перемеииая составляющая тока звуковой частоты — через обмотку телефоиа.

Поскольку перемеииая составляющая тока звуковой частоты меияется в соответствнн с измененнем амплнтуды модулирующего колебаиия, мембрана телефоиа совершает колебательное двнженне и создает звуковые колебаиня, подобные тем, какие действовали иа мнкрофон передатчика.

б) Приемник прямого усиления

Прнеминк прямого усилеиия содержнт следующие осиовные элементы (рис. 1-12).

1. Входиую цепь для обеспечения частотной нзбнрательиости. Налнчне контуров в этой цепи позволяет настранвать приеминк на различиые стаицин в пределах задаииого днапазона частот.

2. Усилнтель высокой частоты (УВЧ) для уснлення прннятых снгналов по напряженю. УВЧ содержнт резоиансные настраивающнеся контуры н, следовательио, повышает частотную избнрательиость прнемннка.

3. Детектор для преобразования высокочастотиых модулированных колебаннй в перемеиный ток звуковой частоты (при слуховом прнеме) илн в ток другого внда (при запнси телеграфных снгналов) н т. д. Детекторный каскад

часто совмещается с цепью положительной обратной связи, которая применяется для повышения усиления, даваемого приемником.

4. Усилитель низкой частоты (УНЧ) для усиления сигналов низкой частоты как по напряжению, так и по току, для обеспечения нормальной работы воспроизводящего устройства (телефона, громкоговорителя и т. д.).

Высокочастотный сигнал передатчика, принятый таким приемником, на пути от антенны до детектора только уси-

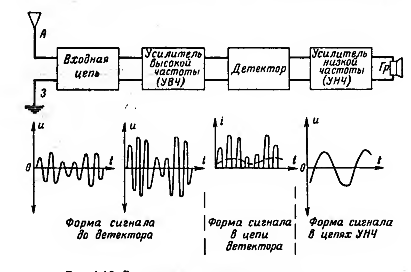


Рис. 1-12. Блок-схема приемника прямого усиления.

ливается и никаких других изменений (например, изменение частоты сигнала) не претерпевает. Такой радиоприемник называется поэтому приемником прямого усиления в отличие от более сложных схем супергетеродинных приемников, в которых сигнал, проходя от антенны до детектора, не только усиливается по амплитуде, но и изменяется по частоте.

В современных приемниках прямого усиления применяются триоды и пентоды. Для УВЧ наиболее пригодны маломощные пентоды высокой частоты. В детекторном каскаде, если отсутствует положительная обратная связь по высокой частоте, чаще всего применяются ламповые или полупроводниковые диоды. Если в детекторном каскаде применяется положительная обратная связь, то применяются

маломощные триоды и пентоды. Усилитель низкой частоты может состоять из одного каскада усиления мощности или, кроме того, содержать еще каскад (каскады) предварительного усиления, которые усиливают сигнал звуковой частоты по напряжению. В каскадах усилителя напряжения могут применяться триоды, а также маломощные пентоды; в выходных каскадах (усилителе мощности) — мощные пентоды, лучевые тетроды и мощные триоды. Одним из недостатков приемника прямого усиления является склонность к самовозбуждению при большом числе каскадов УВЧ, вследствие чего приходится ограничиваться одним-двумя каскадами УВЧ. При таком количестве каскадов УВЧ приемник обладает сравнительно невысокими электрическими показателями, а именно:

а) невысокой избирательностью, под которой понимается способность приемника выделять из ряда приходящих сигналов один полезный сигнал;

б) невысокой чувствительностью, под которой понимается способность приемника принимать слабые сигналы, что особенно заметно в области коротких волн, так как на коротких волнах значительно падает усиление каскада (каскадов) УВЧ,

$$K = SR_{рез},$$

где S — крутизна характеристики лампы, *ма/в*.

$R_{рез}$ — эквивалентное резонансное сопротивление анодной нагрузки, *ом*;

$$R_{рез} = Q2\pi f_0 L_a;$$

здесь Q — добротность анодного контура;

f_0 — резонансная частота анодного контура, *гц*;

L_a — индуктивность анодного контура, *гн*.

Частота анодного контура в свою очередь определяется формулой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a C_a}}.$$

Из выражения для f_0 видно, что для увеличения частоты необходимо уменьшить величины элементов контура. Если, например, уменьшать индуктивность, то величина L_a будет уменьшаться быстрее, чем будет увеличиваться частота f_0, что приведет к уменьшению $R_{рез}$

и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления каскада УВЧ;

в) сравнительно сложной настройкой приемника на радиостанции при нескольких каскадах УВЧ.

в) Супергетеродинный приемник

Супергетеродинный приемник по сравнению с приемником прямого усиления обладает более высокими электрическими показателями. Улучшение основных показателей— чувствительности и избирательности — достигается тем, что основное усиление принятого сигнала осуществляется

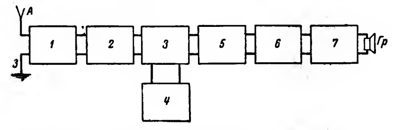


Рис. 1-13. Блок-схема супергетеродинного приемника.
1—входной контур; 2—усилитель высокой частоты (УВЧ); 3—преобразователь частоты; 4—гетеродин; 5—усилитель промежуточной частоты; 6—детектор; 7—усилитель низкой частоты.

каскадом (каскадами) так называемой промежуточной частоты (УПЧ), которые работают при неизменной промежуточной частоте, при этом без усложнения настройки приемника можно применить несколько каскадов УПЧ.

Рассмотрим работу блок-схемы супергетеродинного приемника, приведенную на рис. 1-13.

Входной контур и усилитель высокой частоты супергетеродина, так же как и в приемнике прямого усиления, служат для выделения из серии наводимых в антенне сигналов полезного сигнала с частотой f_c (рис. 1-14,*а*) и усиления его по напряжению.

Для упрощения графического изображения преобразования частоты будем считать, что принятый сигнал f_c немодулированный.

Каскад преобразователя частоты современных радиовещательных приемников чаще всего работает на многосеточной лампе типа гептод или триод-гептод. Преобразовательная лампа совместно с колебательным контуром

вырабатывает напряжение высокой частоты с частотой гетеродина $f_г$ (рис. 1-14,*б*).

На управляющие сетки преобразовательной лампы действуют два напряжения — одно с частотой $f_с$, другое с частотой $f_г$. Под действием этих двух напряжений в лампе создаются колебания электронного потока с частотой $f_{ср}$, как показано на рис. 1-14,*в*, но с переменной амплитудой (как результат сложения колебаний, изображенных на рис. 1-14,*а* и *б*).

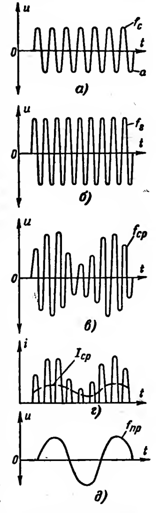


Рис. 1-14. Преобразование частоты немодулированных высокочастотных колебаний.

Так как в преобразовательной лампе изменение потенциала на одной из управляющих сеток вызывает изменение крутизны характеристики второй сетки, в анодной цепи преобразовательной лампы возникает пульсирующий анодный ток, содержащий ряд переменных составляющих и, в частности, переменную составляющую промежуточной частоты, равной:

$$f_{пр} = f_г - f_с.$$

Преобразование частоты можно себе представить как детектирование биений (рис. 1-14,*в*). В идеальном случае в анодной цепи лампы возникает пульсирующий ток, показанный на рис. 1-14,*г*. Такой пульсирующий ток, проходя через резонансный контур каскада УПЧ, создает на контуре напряжение промежуточной частоты (рис. 1-14,*д*). Если принятый сигнал $f_с$ промодулирован по амплитуде, то промежуточная частота сохранит ту же форму огибающей кривой принятого сигнала. Детектор и усилитель низкой частоты в супергетеродинном приемнике выполняет такую же роль, что и в приемнике прямого усиления. Для обеспече-

ния неизменной промежуточной частоты при настройке приемника в пределах его диапазона в преобразовательном каскаде применяются специальные постоянные конденсаторы сопряжения и, кроме того, переменные конденсаторы входной цепи, УВЧ и преобразовательного каскада (гетеродина) объединены, т. е. имеют одну ручку изменения емкости.

Постоянство промежуточной частоты дает возможность в каскадах УПЧ применять резонансные контуры с фиксированной настройкой. Это в свою очередь дает возможность без усложнения настройки приемника применять несколько каскадов УПЧ.

Промежуточную частоту можно выбрать сравнительно низкую, например 100 или 465 *кгц*. При такой промежуточной частоте может быть получена высокая избирательность резонансных контуров УПЧ и, кроме того, каскады УПЧ работают достаточно устойчиво и обеспечивают эффективное усиление сигнала.

Особенностью супергетеродинного приемника являются помехи при приеме сигналов по так называемому зеркальному или симметричному каналу. Предположим, что входной контур и контур УВЧ настроены на частоту сигнала $f_c = 1\,000$ *кгц*. Если промежуточная частота 100 *кгц* и частота гетеродина больше частоты сигнала, то частота гетеродина для данной настройки будет:

$$f_г = f_c + f_{пр},$$

$$f_г = 1\,000 + 100 = 1\,100 \text{ кгц}.$$

Предположим теперь, что помимо основного сигнала к преобразователю частоты поступает сигнал мешающей станции $f'_c = 1\,200$ *кгц* и, следовательно, этот сигнал создает промежуточную частоту

$$f_{пр} = f'_c - f_г = 1\,200 - 1\,100 = 100 \text{ кгц}.$$

Таким образом, будут прослушиваться две одновременно работающие станции. Графически это показано на рис. 1-15. На этом графике частоты f_c и f'_c расположены симметрично по обе стороны частоты $f_г$. Поэтому описанную помеху называют симметричной.

Если приемник был настроен на частоту $f'_c = 1\,200$ *кгц* и на этой частоте принималась радиостанция,

а затем приемник был перестроен на частоту f_c 1 000 *кгц*, при этом на этой частоте сигнал не принимался, будет вторично прослушиваться станция, работающая на частоте 1 200 *кгц*, так как разность частот $f'_c - f_г$ будет равна также промежуточной частоте 100 *кгц*. Практически

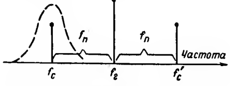


Рис. 1-15. Взаимное расположение частот полезного сигнала, гетеродина и зеркального сигнала.

помехи по зеркальному каналу возникают в диапазоне коротких волн, так как резонансные контуры (входной и контур УВЧ) имеют достаточно широкий спектр пропускаемых частот.

Для уменьшения помех по зеркальному каналу, т. е. для увеличения избирательности приемника по зеркальному каналу, можно применять несколько методов, например увеличение промежуточной частоты, применение более высококачественных входных контуров и применение каскадов УВЧ.

г) Применение приемников с двойным преобразованием частоты

С увеличением промежуточной частоты, как видно из рис. 1-15, увеличивается расстояние по частоте между основной принимаемой станцией f_c и мешающей станцией f'_c f'_0.

При применении более высококачественных входных контуров резонансная кривая настройки получается более острой, благодаря чему уменьшается амплитуда напряжения сигнала мешающей станции. При двойном преобразовании частоты в приемнике применяется два каскада преобразователя частоты. С помощью первого преобразователя частоты создается сравнительно высокая промежуточная частота, порядка нескольких мегагерц. Это обеспечивает высокую избирательность приемника по зеркальному каналу, но при такой промежуточной частоте каскады УПЧ

будут давать сравнительно небольшое усиление. Для получения необходимого усиления с помощью второго преобразовательного каскада создается более низкая промежуточная частота, на которой и ведется основное усиление сигнала.

Краткие выводы

1. Сигналы принимаемых станций в зависимости от рода работы передатчика могут быть:

а) телефонные амплитудно- и частотно-модулированные;

б) телеграфные частотно-манипулированные;

в) телеграфные тональные амплитудно-манипулированные;

г) телеграфные амплитудно-манипулированные.

2. При всех видах модуляции, а также при манипуляции сигналов передатчик излучает в пространство, кроме так называемой несущей частоты, спектр частот, ширина которого зависит от рода работы передатчика (телефонная и телеграфная), а также от способа модуляции.

3. Для приема телефонных и телеграфных сигналов могут применяться различные приемники: детекторные, ламповые прямого усиления и супергетеродинные. Супергетеродинные приемники по сравнению с приемниками прямого усиления обладают более высокими электрическими показателями.

4. К недостаткам супергетеродинных приемников можно отнести наличие помех по так называемому зеркальному каналу.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. По каким признакам можно классифицировать приемники?
2. Что называется амплитудной модуляцией?
3. Что называется частотной модуляцией?
4. Что называется импульсной модуляцией?
5. Как определить спектр принимаемых частот передатчика при амплитудной модуляции?
6. Какой спектр частот излучает передатчик при частотной модуляции?
7. Почему частотную модуляцию применяют на ультракоротких волнах?
8. В чем заключается разница между принципом работы приемника прямого усиления и принципом работы супергетеродинного приемника?
9. Каковы основные недостатки приемника прямого усиления?
10. Каковы основные достоинства супергетеродинного приемника?
11. Каким образом в супергетеродинном приемнике возникают помехи по зеркальному каналу?

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСНОВНЫЕ КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Качество приемника характеризуется следующими показателями: чувствительностью, избирательностью, диапазоном принимаемых частот, выходной мощностью, качеством воспроизведения, устойчивостью в работе, удобством управления, экономичностью и пр.

Рассмотрим следующие основные показатели качества работы приемника:

1) чувствительность;
2) избирательность;
3) диапазон принимаемых частот;
4) выходная мощность;
5) качество воспроизведения.

Что касается остальных требований, то они очевидны и в особом рассмотрении их необходимости нет.

2-1. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИЕМНИКА

Чувствительность есть способность приемника принимать сигналы, которые обеспечивают на выходе приемника заданную мощность или напряжение.

Численно чувствительность измеряется минимальной величиной э. д. с. в микровольтах (*мкв*), или мощностью в милливаттах (*мвт*) на входе приемника, при которой на выходе приемника выделяется нормальная мощность (для данного типа приемника).

Нормальная мощность составляет около 0,1 номинальной мощности, т. е. такой наибольшей мощности, при которой коэффициент нелинейных искажений не превышает допустимой величины, например 10%.

Основная часть испытаний приемника обычно производится при нормальной выходной мощности. Номинальная мощность соответствует глубине модуляции входного сигнала 100% ($m=1$). При глубине модуляции 30% ($m=0,3$) на выходе приемника получается нормальная мощность. Это объясняется тем, что напряжение на выходе приемника пропорционально коэффициенту модуляции, а мощность пропорциональна квадрату его и они достигают номинальной величины при $m=1$.

Этому коэффициенту стандартной модуляции $m=0,3$ соответствует выходное напряжение, равное примерно 0,3

от номинального напряжения, и мощность, равная $0{,}3^2 \approx 0{,}1$ от номинальной мощности.

На волнах короче 20 *м* при определении чувствительности приемника необходимо учитывать собственные шумы приемника. В этом случае величина минимального сигнала на входе приемника будет определяться с учетом уровня собственного шума приемника, выраженного, так же как и чувствительность, в микровольтах или в милливаттах. При определении уровня собственного шума практически приходится считаться с шумовой э. д. с., создаваемой элементами схемы, и шумовой э. д. с., создаваемой лампами приемника.

К элементам схемы, создающим э. д. с., относятся колебательные контуры, сопротивления, фидерные линии и антенна. Причиной, вызывающей появление шумовой э. д. с. на отдельных элементах схемы, является беспорядочное тепловое движение полусвободных электронов в этих элементах. Такое движение полусвободных электронов вызывает появление шумового напряжения на отдельных участках схемы. Основными причинами возникновения шумовой э. д. с. ламп является неравномерность вылета электронов из катода, перераспределение электронов между положительно заряженными электродами, а также инерция электронов.

Различают реальную и пороговую чувствительности приемника. Реальная чувствительность характеризуется величиной полезного сигнала к внутреннему шуму на выходе приемника $\frac{U_{вых.\ сигн}}{U_{вых.\ шум}}$.

Пороговая чувствительность определяется величиной полезного сигнала в антенне или ее эквиваленте, при которой отношение напряжений полезного сигнала и внутреннего шума на выходе приемника равно единице.

В диапазоне сверхвысоких частот величина полезного сигнала в антенне или ее эквиваленте обычно характеризуется не электродвижущей силой, а мощностью. Это, в частности, объясняется тем, что измерительные приборы, применяемые в этом диапазоне частот, работают на принципе нагревания и измеряют при этом мощность, а не напряжение. Практически чувствительность измеряется в милливаттах.

Для определения чувствительности приемника применяется схема, показанная на рис. 2-1. К клеммам антенна—земля приемника через эквивалент антенны (рис. 2-2) под-

водится напряжение высокой частоты от генератора стандартных сигналов (ГСС), модулированное частотой 400 *гц* при глубине модуляции 30%. Напряжение, снимаемое с ГСС, должно быть такой величины, чтобы на выходе приемника развивалось напряжение $U_{вых}$, соответствующее

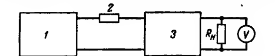


Рис. 2-1. Блок-схема измерения чувствительности приемника.
1 — генератор стандартных сигналов (ГСС); *2* — эквивалент антенны; *3* — приемник.

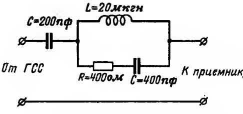


Рис. 2-2. Схема эквивалентна антенны.

нормальной мощности приемника (0,1 номинальной мощности). Это напряжение можно определить по формуле

$$U_{вых} = \sqrt{0{,}1 P_{вых.н} R_н}, \qquad (2\text{-}1)$$

где $P_{вых.н}$ — номинальная выходная мощность, указана в техническом паспорте приемника;

$R_н$ — сопротивление нагрузки, например омическое сопротивление звуковой катушки динамического громкоговорителя.

Напряжение, снимаемое с ГСС, выраженное в микровольтах, является показателем чувствительности приемника. Измерение чувствительности приемника производится в трех точках каждого поддиапазона частот, причем две крайние проверяемые точки должны находиться на 10—20% от начала и конца шкалы градуировки каждого поддиапазона. По данным измерения строится характеристика

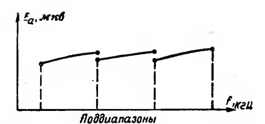


Рис. 2-3. Характеристика чувствительности приемника на нескольких поддиапазонах.

чувствительности приемника, как показано на рис. 2-3. Частота настройки откладывается по оси абсцисс в логарифмическом масштабе в килогерцах. По оси ординат откладывается чувствительность в микровольтах.

2-2. ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ ПРИЕМНИКА

Избирательностью радиоприемного устройства называют его способность выделять полезный радиосигнал из совокупности различных радиочастотных колебаний, существующих в точке приема, за счет работы других радиопередатчиков.

Существуют различные виды избирательности: пространственная — при использовании антенн направленного действия; временная—при включении приемника только на время действия полезного сигнала; амплитудная — при использовании в схеме приемника ограничителей; частотная— при использовании резонасных систем. Наиболее широкое применение находит частотная избирательность. Частотной избирательностью приемника называется способность приемника выделять сигнал, имеющий определенную несущую частоту (полезный сигнал), из общей суммы колебаний с различными несущими частотами, воспринимаемых антенной.

Избирательность может характеризоваться как способность приемника к отстройке от мешающей соседней станции или от станции, работающей в соседнем канале, а также к отстройке от мешающей станции, работающей по зеркальному каналу. В этом случае говорят об избирательности по соседнему и зеркальному каналам.

Приемники прямого усиления обычно характеризуются избирательностью только по соседнему каналу. Приемники супергетеродинного типа, кроме того, характеризуются избирательностью по зеркальному каналу.

а) Избирательность по соседнему каналу

В первом приближении об избирательности приемника по соседнему каналу можно судить по его резонансной характеристике (рис. 2-4). Снятие резонансной характеристики осуществляется с помощью схемы, изображенной на рис. 2-1. На вход приемника через эквивалент антенны подается такое напряжение от ГСС $U_{вх.1}$, модулированное частотой 400 *гц* при глубине модуляции 30%, при котором

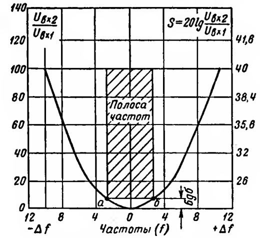


Рис. 2-4. Резонансная характеристика приемника.

на выходе приемника (на нагрузке) развивается напряжение, соответствующее 0,1 номинальной мощности [выражение (2-1)]. Приемник точно настраивают на частоту сигнала по максимальному напряжению на выходе приемника. Регулятор громкости должен находиться в положении, при котором определялась чувствительность приемника. Затем, не меняя настройки приемника, изменяют частоту ГСС сначала в одну, а затем в другую сторону от частоты точной настройки и с помощью делителя напряжения ГСС для каждого значения частоты устанавливают такое напряжение на входе приемника $U_{вх2}$, при котором на его выходе опять получится напряжение, соответствующее 0,1 номинальной мощности.

По оси абсцисс резонансной характеристики откладывается частота расстройки в килогерцах, а по оси

ординат — отиошеиие (в отвлеченных числах и децибелах) иапряжения ГСС при расстройке $U_{вх2}$ к напряжеиию ГСС при точиой иастройке $U_{вх1}$.

Величиа избирательиости определяется по резонансной характеристике при стаидартиой расстройке иа 10 или 250 *кгц* и выражается обычио в децибалах.

По резоиаисиой характеристике можио также определить полосу частот, пропускаемую приемииком по высокой и промежуточиой частотам.

Для определения полосы частот, пропускаемых приемииком, иа оси ординат иаходят точку, соответствующую отиошеиию $\frac{U_{вх2}}{U_{вх1}} = 2$, что равио 6 *дб*.

Разиость частот ГСС между точками *а* и *б* резоиаисиой характеристики является показателем шириины полосы пропускаиия.

Если в приемиике имеется регулятор полосы пропускания, то при определеиии избирательности приемиика регулятор полосы пропускаиия следует установить в положеиие «широкая полоса». Более высокой избирательиостью по соседиему каиалу приемиик будет обладать при иастройке его на самую иизкую частоту диапазоиа, так как иа этой частоте полоса частот, пропускаемая приемииком, будет иаимеиьшей.

Исходя из этого, целесообразио определять избирательиость по соседиему каиалу иа самой высокой частоте диапазоиа или поддиапазоиа, так как иа других участках диапазоиа или поддиапазоиов избирательиость будет всегда выше.

б) Избирательиость по зеркальиому каиалу

Числеиио избирательность приемиика по зеркальиому каиалу характеризуется величииой ослаблеиия сигнала с зеркальной частотой (т. е. сигнала, отличающегося от частоты настройки приемиика на $2f_{пр}$) по сравиеиию с сигналом, иа частоту которого настроеи приемиик. Обычио избирательиость по зеркальному каналу, так же как и по соседиему каналу, выражается в децибелах. Для определеиия избирательиости по зеркальиому каналу собирается такая же схема, как и для определения чувствительиости и избирательности приемиика.

В иачале измеряется чувствительиость приемиика в интересующей иас точке поддиапазоиа и записывается

величина входного напряжения приемника $U_{вх}$ в микровольтах. Далее, не меняя настройки приемника, повышают частоту генератора стандартных сигналов на $2f_{пр}$, т. е. подают на вход приемника сигнал с частотой $f_c + 2f_{пр}$. При этой частоте с помощью делителя напряжения генератора стандартных сигналов напряжение, подаваемое на вход приемника, увеличивается до $U_{вх2}$, при котором на выходе приемника вновь установится напряжение $U_{вых}$ (которое было при подаче на вход приемника напряжения сигнала $U_{вх1}$).

Величина избирательности приемника по зеркальному каналу определяется отношением $\frac{U_{вх2}}{U_{вх1}}$ или в децибелах

$$S = 20 \lg \frac{U_{вх2}}{U_{вх1}}, \qquad (2\text{-}2)$$

где $U_{вх1}$ — напряжение сигнала на входе приемника, соответствующее его чувствительности;

$U_{вх2}$ — напряжение сигнала на входе приемника при изменении частоты входного сигнала на $2f_{пр}$ и при $U_{вых} = \text{const}$.

Избирательность приемника по зеркальному каналу на различных поддиапазонах и в разных точках поддиапазонов различна, так как полоса пропускания перестраиваемой части приемника соответственно меняется. Лучше всего ослабляется зеркальный канал при настройке приемника на низшую частоту диапазона или поддиапазона, так как для этой частоты ширина полосы частот, пропускаемой приемником, будет наименьшей.

Исходя из этого, целесообразно определить избирательность по зеркальному каналу на высших частотах каждого поддиапазона или на самой высокой частоте всего диапазона частот приемника, так как на других участках поддиапазонов избирательность будет всегда выше.

2-3. ДИАПАЗОН ПРИНИМАЕМЫХ ЧАСТОТ

Диапазон частот приемника определяется его целевым назначением. Современная радиотехника использует широкий диапазон частот, начиная от длинных волн

(несколько тысяч метров) до ультракоротких волн, измеряемых сантиметрами и миллиметрами. Так, например, радиовещательные приемники имеют диапазон частот от 150 до 1 600 *кгц* с провалом от 415 до 520 *кгц* и от 3,95 до 22 *Мгц*.

В некоторых радиовещательных приемниках, кроме обычных диапазонов, например от 520 до 1 600 *кгц*, имеются узкие поддиапазоны настройки по 100—300 *кгц* в области коротких волн (например, в области 19, 25, 31, 41 и 49 *м*) для более удобной настройки на радиовещательные станции, работающие в этих поддиапазонах.

Радиолокационные приемники обычно работают на фиксированных частотах, например 3 000 *Мгц* (10 *см*), 10 000 *Мгц* (3 *см*). Диапазонные приемники должны настраиваться на любую частоту рабочего диапазона, причем основные показатели приемников при такой настройке— чувствительность, избирательность и пр. — должны удовлетворять техническим условиям. Рабочий диапазан частот приемника чаще всего разбивается на несколько поддиапазонов. Плавная настройка приемника на нужную станцию в пределах каждого поддиапазона осуществляется или с помощью изменения емкости переменного конденсатора, или изменением индуктивности контурной катушки. Наиболее часто применяется первый метод настройки контура. В этом случае для всех поддиапазонов используется один и тот же блок переменных конденсаторов и переключаются контурные катушки. Разбивка рабочего диапазона частот на поддиапазоны вызывается тем, что с помощью изменения емкости переменного конденсатора или индуктивности контурных катушек можно осуществить перестройку в сравнительно узкой части рабочего диапазона частот.

Для определения диапазона частот приемника в крайних точках каждого поддиапазона приемника проверяется чувствительность методом, описанным ранее, и по шкале прибора ГСС определяются соответствующие крайние частоты каждого поддиапазона. Строгое поддержание постоянства выходного напряжения приемника в этом случае не является обязательным.

2-4. ВЫХОДНАЯ МОЩНОСТЬ ПРИЕМНИКА

Выходной мощностью радиоприемника называется мощность, подводимая к прибору, включенному на выходе приемника (громкоговорителю, линии, электронно-лучевой трубке и т. д.). Величина этой мощности зависит от назна-

чения приемника и типа оконечного прибора. Так, например, выходная мощность радиовещательных приемников измеряется несколькими ваттами и может доходить до 8—10 *вт*. Вместо выходной мощности может быть задано выходное напряжение или величина тока в выходном приборе. Как указывалось ранее, существуют два определения выходной мощности:

1) Номинальная мощность, или наибольшая возможная мощность при заданном уровне нелинейных искажений. Обычно величину максимально допустимых нелинейных искажений (γ) принимают равной 10%. При испытании приемников такая мощность на выходе получается при 100%-ной модуляции.

2) Нормальная мощность, которая примерно в 10 раз меньше номинальной мощности, обычно используется для определения параметров приемника. Нормальная мощность соответствует коэффициенту модуляции $m=30\%$.

О величине выходной мощности обычно судят по показанию стрелки вольтметра, включенного параллельно нагрузке $R_н$. Одновременно к выходу приемника подключается прибор-измеритель нелинейных искажений. Для измерения номинальной мощности на вход приемника подается от генератора стандартных сигналов высокочастотное напряжение, величина которого должна соответствовать чувствительности приемника для этого участка поддиапазона при глубине модуляции $m=1$. С помощью регулятора громкости приемника устанавливают выходное напряжение $U_{вых}$, при котором величина нелинейных искажений не превышает 10%. Тогда номинальная мощность будет равна:

$$P_{вых.ном}=\frac{U^2_{вых.ном}}{R_н}. \qquad (2\text{-}3)$$

где $R_н$ — нормальная нагрузка, *ом*, на которую должен работать приемник (например, омическое сопротивление звуковой катушки динамического громкоговорителя).

Если измеряется выходная мощность приемника промышленного типа, то в его технической характеристике указывается гарантируемая номинальная выходная мощность. В этом случае по формуле

$$U_{вых}=\sqrt{P_{вых.ном}R_н} \qquad (2\text{-}4)$$

определяется величина выходного напряжения и с помощью регулятора громкости приемника устанавливается полученная по формуле величина $U_{вых}$ и измеряется величина нелинейных искажений. Обычно фактическая выходная мощность приемника превосходит мощность, указываемую в техническом паспорте, т. е. приемник имеет запас мощности по сравнению с величиной, указанной в технических условиях.

2-5. КАЧЕСТВО ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

Качество воспроизведения принимаемого сигнала является одним из важных показателей радиоприемника. В радиоприемниках возможны искажения радиосигналов, причем искажения, вносимые отдельными каскадами радиоприемника, проявляются по-разному и разнообразны по своему происхождению и характеру. Так, например, искажения при приеме радиотелефонных станций проявляются в ухудшении разборчивости речи, изменении ее тембра. При приеме телевизионных сигналов искажается форма изображений и т. д. Искажения, возникающие в приемнике, могут быть частотными, нелинейными и фазовыми.

При частотных искажениях коэффициент усиления приемника зависит от частоты модулирующего сигнала. При нелинейных искажениях изменяется форма сигнала. При фазовых искажениях происходит сдвиг фаз между отдельными гармоническими составляющими принимаемого сигнала, что также искажает его форму. Частотные и нелинейные искажения влияют на качество работы приемника при приеме сигналов различных видов. Фазовые искажения практически не влияют на прием речи и музыки. При приеме неподвижных и подвижных изображений фазовые искажения существенно влияют на качество принимаемого изображения. Более подробно перечисленные виды искажений разобраны в гл. 3.

Одним из главных показателей работы приемника является величина полосы пропускаемых им частот, от которой зависят частотные и фазовые искажения. Для определения полосы частот, пропускаемых приемником, служит общая частотная характеристика приемника, или характеристика верности (рис. 2-5). Эта характеристика представляет зависимость выходного напряжения усилителя от частоты модуляционного напряжения при условии, что величина амплитуды высокочастотного сигнала, его несущая

частота и коэффициент модуляции остаются постоянными.

В отличие от частотной характеристики усилителя низкой частоты общая частотная характеристика приемника отражает также и частотные искажения, вносимые высокочастотной частью приемника. Как было сказано в гл. 1, радиопередатчик с амплитудной модуляцией при работе излучает спектр $2F$, где F — частота модуляции.

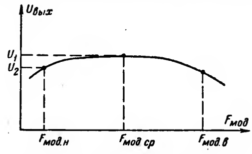


Рис. 2-5. Общая частотная характеристика приемника.

Для неискаженного приема таких сигналов колебательные контуры приемника должны пропускать указанный спектр частот без значительного ослабления. Это зависит от ширины резонансной кривой приемника, которая в свою очередь зависит от величины несущей частоты и добротности контуров:

$$П = \frac{f_0}{Q},$$

где $П$ — спектр частот, пропускаемый контурами приемника;

f_0 — несущая частота принимаемой станции;

Q — добротность контура.

Если резонансная характеристика приемника недостаточно широкая, то высшие частоты спектра, излучаемого передатчиком, будут пропускаться резонансными контурами приемника хуже, чем более низкие частоты. В итоге высокочастотные каскады приемника будут создавать частотные искажения. Наименьшая ширина резонансной кривой приемника обычно получается на самом низкочастотном участке диапазона. Исходя из этого, общую частотную характеристику целесообразно снимать в самом низкоча-

стотном участке диапазона приемника. Если в этом участке диапазона выполняются заданные технические условия с точки зрения допустимых частотных искажений, то на других участках диапазона эти условия будут перевыполнены. Для снятия общей частотной характеристики служит схема, изображенная на рис. 2-6. На вход приемника подводится от генератора стандартных сигналов через эквивалент антенны напряжение сигнала, промодулированное частотой 400 *гц* от отдельного генератора звуковой частоты при постоянной глубине модуляции $m=30\%$. Чтобы избежать влияния различных помех, на вход приемника подается несколько большее напряжение, чем напряжение соот-

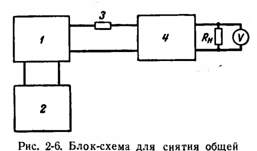


Рис. 2-6. Блок-схема для снятия общей частотной характеристики с приемника.
1 — генератор стандартных сигналов (ГСС); *2* — звуковой генератор; *3* — эквивалент антенны; *4* — приемник.

ветствующее чувствительности приемника в данной точке диапазона, например в 2—3 раза большее. Приемник точно настраивают на частоту сигнала по максимальному напряжению на выходе. С помощью регулятора громкости на выходе приемника устанавливается напряжение, соответствующее нормальной мощности.

Далее изменяется частота генератора звуковой частоты. Так, например, если снимается частотная характеристика радиовещательного приемника, то частота генератора звуковой частоты до 1 000 *гц* может изменяться через 100 *гц* и далее через 500 *гц*. Для каждого значения частоты, при которой производится измерение, записывается величина выходного напряжения.

Для построения частотной характеристики приемника на оси абсцисс откладывается частота модуляции в логарифмическом масштабе, а по оси ординат — напряжение $U_{вых}$. По частотной характеристике определяют нерав-

номерность выходного напряжения (в децибелах) на границах заданных частот. По формуле

$$S = 20 \lg \frac{U_1}{U_2},$$

где U_1 — напряжение на выходе приемника, соответствующее средней частоте (400 *гц*), и
U_2 — напряжение на выходе приемника для заданных граничных частот $f_н$ или $f_в$.

Общая частотная характеристика приемника не учитывает искажений, вносимых оконечным аппаратом (телефонными трубками или громкоговорителем). Поэтому для определения частотных искажений всего тракта приемника, имеющего на выходе, например, громкоговоритель или телефоны, снимают частотную характеристику по звуковому давлению, под которой понимают зависимость звукового давления, создаваемого акустическим излучателем, от частоты модуляции входного высокочастотного сигнала.

Краткие выводы

1. Качество работы радиоприемника можно характеризовать следующими основными электрическими показателями: чувствительностью, избирательностью, диапазоном принимаемых частот и качеством воспроизведения.

2. Чувствительность приемника в диапазоне длинных, средних и коротких волн можно определить, не учитывая собственного шума приемника.

В диапазоне ультракоротких волн такой учет при определении чувствительности обязателен.

3. Избирательность приемника может быть: пространственная, временная, амплитудная и частотная. Наиболее часто применяется частотная избирательность.

4. Частотная избирательность делится на избирательность по соседнему каналу и избирательность по зеркальному каналу.

5. Качество воспроизведения радиопередачи зависит как от работы выходных устройств, например громкоговорителя, так и от полосы частот, пропускаемых приемником.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каковы основные показатели качества работы приемника?
2. Что называется чувствительностью приемника и как она зависит от уровня собственных шумов приемника?

3. За счет чего создаются шумы контурные и ламповые?

4. Почему шумы контуров и ламп учитываются только в приемниках, работающих в области УКВ?

5. Для какой цели при измерениях чувствительности приемника в цепь приборов включают эквивалент антенны?

6. Что такое частотная избирательность приемника?

7. От каких электрических параметров приемника зависит избирательность приемника по соседнему и зеркальному каналам?

8. В какой части диапазона или поддиапазона целесообразно определять избирательность приемника по соседнему и зеркальному каналам?

9. Что называется номинальной и нормальной выходной мощностью приемника?

10. Для каких целей надо снимать общую частотную характеристику приемника?

11. В какой части диапазона или поддиапазона целесообразно снимать общую частотную характеристику приемника?

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

3-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усилитель низкой частоты предназначен для усиления сигналов низкой (звуковой) частоты как по напряжению, так и по току (мощности).

Усилитель низкой частоты состоит обычно из нескольких каскадов. На рис. 3-1 показана блок-схема 3-каскадного усилителя, у которого первые два каскада усиливают напряжение, а третий каскад — мощность.



Рис. 3-1. Блок-схема усилителя.

Усилитель напряжения может состоять из одного или нескольких каскадов в зависимости от величины входного напряжения $U_{вх}$. Чем меньше напряжение $U_{вх}$, тем при том же выходном напряжении требуется большее количество каскадов усилителя напряжения. В каскадах усилителя напряжения применяются триоды и пентоды. Усилитель напряжения часто называют предварительным усилителем. Усилитель мощности может быть собран по однотактной или двухтактной схеме и в основном предназначен для создания определенной мощности электрических коле-

баний звуковой частоты, потребляемой нагрузкой (телефонными трубками, громкоговорителем и т. д.).

В усилителе мощности или в выходном каскаде УНЧ в зависимости от выходной мощности могут работать лампы различного типа. Для выходной мощности в несколько ватт или десятков ватт чаще всего применяют маломощные выходные пентоды или лучевые тетроды.

Схемы УНЧ можно классифицировать по характеру анодной нагрузки. На рис. 3-2,*а* показана схема усилителя с сопротивлением в анодной цепи; такие усилители называются усилителями на сопротивлениях или реостатными и обычно применяются в каскадах усиления напряжения.

Особенностью этой схемы является малая частотная зависимость сопротивления анодной нагрузки от изменения частоты входного сигнала. Это обеспечивает малую величину искажений, вносимых усилителем.

На рис. 3-2,*б* приведена схема усилителя на трансформаторе, а на рис. 3-2,*в* — схема усилителя на дросселе. Такие схемы применяются в усилителях напряжения и в усилителях мощности. В усилителях напряжения наличие реактивного сопротивления в анодной цепи приводит к значительным искажениям. Наиболее часто схема, показанная на рис. 3-2,*в*, применяется в усилителях мощности.

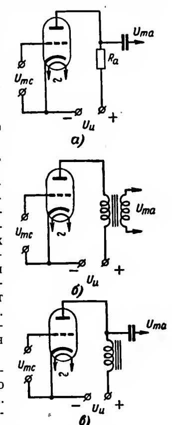


Рис. 3-2. Схемы усилителей низкой частоты.

а — на сопротивлениях; *б* — на трансформаторах; *в* — на дросселях.

Разберем работу принципиальной схемы трехкаскадного УНЧ на сопротивлениях (рис. 3-3). Выберем для первого каскада маломощный пентод с короткой характеристикой, для второго каскада маломощный триод с левой характеристикой и для третьего каскада выходной пен-

тод или лучевой тетрод. Первые две лампы $Л_1$ и $Л_2$ работают в каскадах усилителя напряжения, лампа $Л_3$—в каскаде усилителя мощности.

При подключении к схеме источников питания и при отсутствии сигнала на входе схемы в анодных и катодных цепях, а также в цепях экранирующих сеток схемы будут протекать постоянные токи, которые создают на сопротивлениях $R_к$, $R_э$, $R_а$ и $R_ф$ постоянные падения напряжения. Падение напряжения на сопротивлениях $R_к$ (автоматическое смещение) используется для подачи на

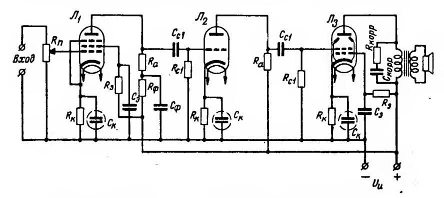


Рис. 3-3. Схема трехкаскадного усилителя на сопротивлениях.

управляющие сетки ламп напряжения отрицательного смещения, что обеспечивает выбор рабочей точки в средней части левого прямолинейного участка характеристики ламп. В таком режиме лампы усилителя создают малую величину искажений формы усиливаемого сигнала.

Лампы каскадов усилителя напряжения и каскада мощности для борьбы с сеточным током обычно работают в режиме

$$|-E_{c1}| > U_{mc1},$$

где E_{c1} — отрицательное напряжение (смещение) на сетках лампы;

U_{mc1} — переменное напряжение сигнала на сетках ламп.

Для получения на выходе усилителя наибольшей неискаженной мощности допускается для выходного каскада режим $|-E_{c1}| = U_{mc1}$.

При подаче на вход усилителя напряжения сигнала U_{mc1} это напряжение с потенциометра $R_п$ поступает на управляющую сетку лампы $Л_1$ вместе с напряжением отрицательного смещения E_{c1}. Потенциометр $R_п$ служит регулятором громкости; с его помощью меняется амплитуда сигнала, действующая на сетку лампы $Л_1$, причем отрицательное напряжение смещения, подаваемое на сетку лампы, при этом не изменяется.

Напряжение сигнала, действующее на сетку лампы $Л_1$, вызывает появление в анодной цепи переменной составляющей анодного тока I_{ma}, которая, проходя через сопротивление анодной нагрузки R_a, вызовет падение напряжения U_{ma}

$$U_{ma} = I_{ma} R_a.$$

Это напряжение U_{ma} подается на сетку лампы $Л_2$ второго каскада усилителя напряжения. Разделительный конденсатор C_{c1} служит для того, чтобы на сетку лампы следующего каскада не попало постоянное анодное напряжение. Сопротивление R_{c1} в цепи сетки лампы $Л_2$ служит для подачи отрицательного напряжения смещения на сетку лампы. Аналогично первому каскаду напряжение U_{ma} с анодной нагрузки лампы $Л_2$ подается через C_{c1} на сетку лампы $Л_3$ усилителя мощности. В анодную цепь усилителя мощности чаще всего включают выходной трансформатор. При прохождении через первичную обмотку выходного трансформатора пульсирующего анодного тока на зажимах вторичной обмотки трансформатора индуктируется переменная э. д. с. усиливаемого сигнала. При включенной нагрузке $R_н$ в цепи вторичной обмотки протекает переменный ток, который создает в нагрузке $R_н$ необходимую электрическую мощность.

Выходной трансформатор служит для обеспечения необходимого сопротивления анодной нагрузки при заданной величине сопротивления нагрузки, включенной в цепь вторичной обмотки трансформатора.

Сопротивления $R_э$ в цепях экранирующих сеток являются гасящими сопротивлениями. Кроме того, сопротивления $R_э$ совместно с конденсаторами $C_э$ выполняют роль фильтров, обеспечивающих постоянство потенциала экранирующих сеток, т. е. обеспечивающих нулевой потен-

циал экранирующих сеток относительно катодов ламп для переменного напряжения, действующего на этих сетках при работе усилителя. Конденсаторы $C_к$ обеспечивают постоянство падения напряжения на сопротивлениях $R_к$, так как для переменной составляющей анодного тока I_{ma} при правильном расчете емкости $C_к$ сопротивление $X_{ск} = \frac{1}{\omega C_к}$ значительно меньше, чем сопротивление $R_к$. Корректирующая цепочка $R_{корр}$, $C_{корр}$ обеспечивает постоянство сопротивления анодной нагрузки выходной лампы для спектра усиливаемых частот, что в свою очередь обеспечивает меньшие искажения, вносимые усилителем мощности.

Фильтр в анодной цепи $R_ф$ и $C_ф$ применяется для борьбы с самовозбуждением усилителя, которое может возникнуть за счет общих анодных цепей каскадов усилителя.

Более подробно о работе корректирующей цепочки и анодного фильтра говорится в гл. 5 и 7.

3-2. ПОКАЗАТЕЛИ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ РАБОТУ УСИЛИТЕЛЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Усилитель низкой частоты характеризуют следующие показатели:

1) коэффициент усиления;
2) диапазон усиливаемых частот;
3) напряжение на входе;
4) мощность на выходе усилителя;
5) коэффициент полезного действия (к. п. д.);
6) искажения.

1. Коэффициент усиления

Коэффициент усиления показывает, во сколько раз напряжение на выходе усилителя $U_{вых}$ больше, чем на его входе $U_{вх}$, и характеризуется отвлеченным числом или выражается в децибелах. В отвлеченных числах коэффициент усиления K определяется по формуле

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \qquad (3\text{-}1$$

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K_{общ} = K_1 K_2 \ldots K_n.$$

Для блок-схемы УНЧ, приведенной на рис. 3-4,

$$K_{общ} = K_1 K_2 K_3 \qquad (3\text{-}2)$$

или

$$K_{общ} = \frac{U_{вых3}}{U_{вх1}}. \qquad (3\text{-}3)$$

Для доказательства выражения перемножим значения K:

$$K_1 K_2 K_3 = \frac{U_{вых1}}{U_{вх1}} \cdot \frac{U_{вых2}}{U_{вых1}} \cdot \frac{U_{вых3}}{U_{вых2}} = \frac{U_{вых3}}{U_{вх1}}, \qquad (3\text{-}4)$$

но так как $\frac{U_{вх3}}{U_{вх1}}$ есть $K_{общ}$, следовательно,

$$K_{общ} = K_1 K_2 K_3.$$

Измерение коэффициента усиления в децибелах вызвано физической особенностью нашего слуха. С изменением физической силы звука (например, при увеличении излу-



Рис. 3-4. Блок-схема многокаскадного УНЧ.

чаемой громкоговорителем звуковой энергии) субъективное ощущение громкости меняется пропорционально не силе звука, а логарифму его изменения:

$$S = C \lg \frac{I}{I_0}, \qquad (3\text{-}5)$$

где S — громкость звука в единицах громкости (в децибелах или неперах);

I — физическая сила (энергия) звука;

I_0 — наименьшая сила звука, воспринимаемая нашим ухом, или так называемый порог чувствительности уха;

C — некоторая постоянная, зависящая как от выбранных единиц, так и от частоты.

Так, например, при увеличении амплитуды звукового колебания в 10, 100 и 1 000 раз звуковой эффект в нашем ухе будет характеризоваться не числами 10, 100 и 1 000, а только их логарифмами. На этом основании часто коэффициент усиления усилителя измеряют в логарифмических единицах (децибелах или неперах).

Число децибел определяется соотношением

$$S = 10 \lg \frac{P_2}{P_1},$$

где S — число децибел, на которое различаются сравниваемые между собой мощности;

$\lg \frac{P_2}{P_1}$ — десятичный логарифм отношения сравниваемых мощностей.

Если коэффициент усиления характеризуется отношением напряжений, то, принимая во внимание, что

$$P_2 = I_2^2 R^2 = \frac{U_2^2}{R_2}; \quad P_1 = I_1^2 R_1 = \frac{U_1^2}{R_1}, \tag{3-6}$$

получим:

$$K_{\partial б} = 20 \lg \frac{I_2 \sqrt{R_2}}{I_1 \sqrt{R_1}}; \quad K_{\partial б} = 20 \lg \frac{U_2 \sqrt{R_1}}{U_1 \sqrt{R_2}}. \tag{3-7}$$

В случае, когда сопротивления равны ($R_1 = R_2$), получим:

$$K_{\partial б} = 20 \lg \frac{I_2}{I_1} \text{ или } K_{\partial б} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg K. \tag{3-8}$$

Усиление или ослабление на 1 *дб* примерно соответствует усилению или ослаблению силы звука в такой мере, которая обнаруживается человеческим ухом.

Если $K_{\partial б} = 1$ *дб*, то

$$\frac{U_2}{U_1} = K = 10^{\frac{S}{20}} = 10^{0,05} = 1,12. \tag{3-9}$$

Иначе говоря, напряжение на выходе усилителя в 1,12 раза, или на 12%, больше, чем напряжение на его входе.

Общий коэффициент усиления нескольких каскадов усилителя, выраженный в логарифмических единицах, определяется соответственно по формуле

$$K_{общ\,(дб)} = K_{I\,(дб)} + K_{II\,(дб)} + \ldots + K_{n\,(дб)}. \qquad (3\text{-}10)$$

2. Диапазон усиливаемых частот

Диапазоном усиливаемых частот, или полосой частот, пропускаемой усилителем, называется та область частот, где коэффициент усиления меняется в пределах допустимых величин, установленных для данного типа усилителя.

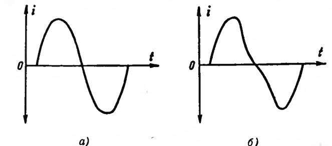


Рис. 3-5. Графическое изображение простого и сложного звука.
а — простой звук; *б* — сложный звук.

Полоса частот, пропускаемая усилителем, зависит от назначения усилителя. Если, например, УНЧ предназначен для усиления сигналов, соответствующих художественной передаче музыки и речи, то полоса равномерно усиливаемых частот должна быть:

для высококачественной передачи — от 30 до 12 000—15 000 *гц;*
для передачи среднего качества — от 80—100 до 500—6 000 *гц*;
для телефонного разговора от 300 до 2 500 *гц* и т. д.

Если усилитель предназначен для усиления видеосигналов, то он должен иметь более широкую полосу пропускаемых частот, например от нескольких десятков герц до сотен килогерц или до десятков мегагерц, в зависимости от назначения усилителя.

Звуковые колебания, слышимые человеческим ухом, лежат в пределах примерно от 16 до 16 000—18 000 *гц*.

Простой звук графически изображается синусоидой, как показано на рис. 3-5,*а*. Частота определяет высоту тона звука. Простой звук можно создать искусственным путем,

например с помощью генератора звуковой частоты. В природе существуют только сложные звуки, которые графически можно представить кривой (рис. 3-5,*б*).

Всякую сложную кривую можно разложить на ряд синусоид, одна из которых (основная частота) будет иметь период, равный периоду кривой сложного звука, а ряд других синусоид имеют периоды, в два, три и т. д. раз меньшие периода основной частоты. Основная частота определяет высоту тона сложного звука, а дополнительные частоты (высшие гармонические составляющие) создают окраску, или тембр звука. Такое разложение кривой сложного звука на его составляющие представлено на рис. 3-6.

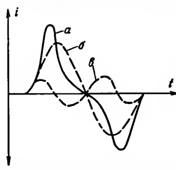


Рис. 3-6. Разложение кривой сложного звука на гармонические составляющие.

а — кряаая сложного звука; *б* — основная частота, характеризующая высоту тона ввука; *в* — гармоническая составляющан, характеризующая тембр заука.

Для естественного воспроизведения радиопередачи наряду с другими требованиями необходимо равномерно усиливать весь спектр частот, т. е. равномерно усиливать как частоту основного тона, так и частоты гармонических составляющих. Основные частоты, которые определяют высоту тона сложного звука, занимают сравнительно узкий спектр частот. Так, например, основные частоты музыкальных инструментов и человеческого голоса не выходят за пределы 40—8 000 *гц*.

Более широкий спектр частот занимают гармонические составляющие. Так, например, если основные частоты при игре на скрипке занимают спектр частот 200—3 000 *гц*, то гармонические составляющие, создающие окраску звука скрипки, занимают спектр от 200 до 13 000 *гц*. Опыты показали, что некоторые ограничения передаваемой полосы частот как со стороны самых низких, так и со стороны самых высоких частот мало сказываются на натуральность передачи.

Как уже указывалось, качество передачи получается хорошим, если равномерно усиливается полоса частот от 30 до 12 000—15 000 *гц*. Передача среднего качества занимает полосу от 80—100 до 5 000—6 000 *гц*. Однако широкая

полоса пропускаемых частот значительно увеличивает стоимость аппаратуры и усложняет ее конструкцию. Кроме того, для воспроизведения широкой полосы звуковых частот требуется применение нескольких динамических громкоговорителей с разными частотными характеристиками воспроизведения.

При изучении и расчете усилителя весь диапазон усиливаемых частот обычно разбивается на три поддиапазона:

1) область низших частот — $F_н$ от 50 до 200 *гц*;
2) область средних частот — $F_{ср}$ от 200 до 3 000 *гц*;
3) область высших частот — $F_в$ от 3 000 *гц* и выше.

3. Напряжение на входе усилителя

Входное напряжение зависит от типа источника усиливаемых колебаний. Наиболее часто на вход усилителя подается напряжение от: а) микрофона; б) звукоснимателя; в) фотоэлемента; г) детектора радиоприемника; д) проводной телефонной линии.

В табл. 3-1 указаны величины напряжений, развиваемых наиболее распространенными источниками входного напряжения:

Таблица 3-1

Источник	Величина напряжения
Динамический микрофон	0,5—2 *мв*
Детектор радиоприемника	1—3 *в*
Электромагнитный звукосниматель	0,07—0,1 *в*
Пьезоэлектрический звукосниматель	0,6—0,8 *в*
Фотоэлементы в звуковом кино	0,25—2 *Мв*

4. Мощность на выходе усилителя

Выходная мощность УНЧ является одной из основных величин, характеризующих усилитель мощности. В зависимости от типа и назначения усилителя выходная мощность усилителя может быть от десятых долей ватта до сотен ватт. Максимальная мощность, которую можно получить на выходе усилителя при условии, что искажения не превышают заданной (допустимой) величины, называется номинальной мощностью. Эта мощность обычно указывается в техническом паспорте прибора. При электрических испытаниях УНЧ номинальная мощность на выходе усили-

теля устанавливается по показанию вольтметра, включенного параллельно нагрузке, как это указывалось в гл. 2 (выходная мощность). Показание вольтметра должно соответствовать величине напряжения на выходе, определяемого по формуле

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{P_{\text{вых}} R_{\text{н}}}. \tag{3-11}$$

5. Коэффициент полезного действия усилителя (к. п. д.)

Коэффициент полезного действия является важным показателем экономичности схемы УНЧ. Коэффициент полезного действия многокаскадного усилителя определяется главным образом величиной к. п. д. оконечного каскада, так как он всегда потребляет значительно большую мощность, чем лампы каскадов усилителя напряжения. Коэффициент полезного действия усилителя мощности зависит от режима, в котором работает выходная лампа. Особенно большое значение к. п. д. имеет для усилителей, питающихся от источников постоянного тока (батарей и аккумуляторов).

Различают два значения коэффициента полезного действия: электрический к. п. д. и промышленный или полный к. п. д. Электрический к. п. д. $\eta_э$ может быть подсчитан по формуле

$$\eta_э = \frac{P_\sim}{P_0}, \tag{3-12}$$

где $P_\sim$ — полезная мощность, развиваемая усилителем;
P_0 — мощность, потребляемая усилителем от источника анодного питания.

Промышленный к. п. д. $\eta_п$ усилителя подсчитывается по формуле

$$\eta_п = \frac{P_\sim}{P},$$

где P — общая мощность, потребляемая усилителем от всех источников питания (цепей анода, накала, управляющей и экранирующей сеток).

Величина электрического к. п. д. в зависимости от режима, в котором работает лампа выходного каскада, может колебаться от 25 до 60—70%.

Промышленной к. п. д., кроме электрического режима работы лампы, зависит от экономичности их катодов.

6. Искажения, вносимые усилителем

В усилителе низкой частоты возможны следующие виды искажений:

а) частотные;
б) нелинейные;
в) фазовые.

а) Частотные искажения

При частотных искажениях коэффициент усиления усилителя меняется при изменении частоты входного напряжения, сохраняющего постоянную амплитуду.

Для определения величины частотных искажений, вносимых усилителем, снимается частотная характеристика УНЧ, представляющая собой графическое изображение зависимости коэффициента усиления усилителя от изменения частоты входного напряжения (рис. 3-7). Для снятия частотной характеристики применяется блок-схема, изображенная на рис. 3-8. Для снятия частотной характеристики с помощью генератора звуковой частоты изменяется частота напряжения, подаваемого на вход усилителя, причем амплитуда его поддерживается постоянной. Для каждого значения частоты входного напряжения записывается в таблицу величина выходного напряжения. По полученным данным для различных значений частоты входного напряжения определяется коэффициент усиления усилителя в отвлеченных числах или в децибалах и затем строится частотная характеристика.

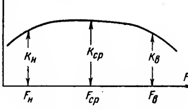


Рис. 3-7. Частотная характеристика усилителя.

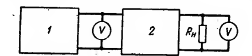


Рис. 3-8. Блок-схема установки для снятия частотной характеристики УНЧ.
1 — генератор звуковой частоты; 2 — усилитель низкой частоты.

На оси абсцисс частота откладывается в логарифмическом масштабе. Если частоту отложить в линейном масштабе, то частотная характеристика оказывается неудобной для пользования, так как все низшие частоты тесно располагаются в самом начале шкалы.

На рис. 3-7 коэффициент усиления в области низших частот обозначен $K_н$, в области средних частот $K_{ср}$ и в области высших частот $K_в$. Чаще всего в усилителях создается завал частотной характеристики в области низших и высших частот и, следовательно, $K_н < K_{ср} > K_в$. В некоторых усилителях встречается подъем частотной характеристики на каком-либо участке частот.

Причины завала частотной характеристики в области $F_н$ и $F_в$ различны. Например, в области $f_н$ завал характеристики может происходить за счет увеличения падения напряжения на переходных емкостях C_{c1} (рис. 3-3). В области $f_в$ завал характеристики может происходить за счет шунтирующего влияния на сопротивление анодной нагрузки $R_а$ междуэлектродных емкостей ламп, при этом величина анодной нагрузки в области $f_в$ будет уменьшаться.

Для количественной оценки частотных искажений пользуются коэффициентом частотных искажений (M):

$$M = \frac{K_{ср}}{K}. \qquad (3\text{-}13)$$

Для области низших и высших звуковых частот коэффициент частотных искажений соответственно будет выражен формулой

$$M_н = \frac{K_{ср}}{K_н}. \qquad (3\text{-}14)$$

Очевидно, что если частотная характеристика в областях $f_н$ и $f_в$ имеет завал, то $M > 1$, и наоборот, при подъеме частотной характеристики $M < 1$.

Допустимая величина частотных искажений для каждого усилителя в зависимости от его назначения бывает задана. Чаще всего при расчете усилителя задаются допустимой нормой частотных искажений на весь усилитель:

$$0{,}8 \leqslant M \leqslant 1{,}25 \div 1{,}3. \qquad (3\text{-}15)$$

Из формулы (3-15) видно, что допустимо изменение коэффициента усиления всего усилителя относительно коэффициента усиления на средних частотах на 25—30%. Такое изменение усиления на слух почти не ощущается, что объясняется уже упоминавшейся физической особенностью нашего слуха.

Для усилителя, состоящего из нескольких каскадов, общий коэффициент частотных искажений определяется по формуле

$$M_{общ} = M_1 M_2 \dots M_n. \tag{3-16}$$

Если имеется n одинаковых каскадов, то общий коэффициент частотных искажений, как следует из формулы (3-16), будет:

$$M_{общ} = M^n,$$

откуда для одного каскада

$$M = \sqrt[n]{M_{общ}}. \tag{3-17}$$

Если одни каскады усилителя дают подъем частотной характеристики ($M < 1$), а другие создают завал ее ($M > 1$), то $M_{общ}$ может оказаться равным единице за счет общей компенсации (коррекция частотных искажений в различных каскадах усилителя). Этим свойством в ряде случаев пользуются при расчете усилителей, но обычно расчет величины $M_{общ}$ производится по формуле (3-16); частотные искажения часто выражают в децибелах:

$$M_{общ\,(дб)} = 20 \lg M_{общ}, \tag{3-18}$$

или

$$M_{общ\,(дб)} = M_{I\,(дб)} + M_{II\,(дб)}, \tag{3-19}$$

где

$$M_{I\,(дб)} = 20 \lg M_I;$$

$$M_{II\,(дб)} = 20 \lg M_{II} \text{ и т. д.}$$

Полосу частот, пропускаемых усилителем, можно определить по частотной характеристике, выбрав на концах этой характеристики точки, соответствующие допустимому завалу. Область частот, расположенная между этими выбранными точками, и будет полосой частот, пропускаемой данным усилителем.

б) Нелинейные искажения

Нелинейными искажениями называются такие искажения, когда в результате усиления сигнала изменяется его форма. Пусть на вход усилителя подан сигнал, форма которого изображена на рис. 3-9, *а*. Если в результате усиления на выходе усилителя появится сигнал, изображенный на рис. 3-9,*б*, то такой усилитель вносит нелинейные искажения.

Из приведенных ранее кривых (рис. 3-6) видно, что искаженный сигнал можно представить состоящим из суммы синусоид, одна из которых имеет период, равный

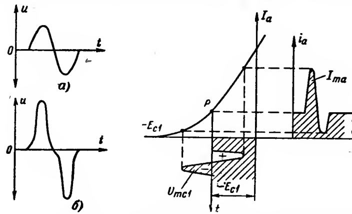


Рис. 3-9. Формы сигналов.

а — форма сигнала на входе усилителя; *б* — форма сигнала на выходе усилителя.

Рис. 3-10. Графическое изображение формы импульса анодного тока I_{ma} при неправильном выборе рабочей точки P на характеристике лампы.

периоду кривой, полученной на выходе усилителя, и ряда дополнительных синусоид с меньшими периодами, которые называются высшими гармониками.

Таким образом, нелинейные искажения характеризуются появлением на выходе усилителя ряда дополнительных частот, которые во входном сигнале отсутствовали. Эти дополнительные частоты при прослушивании радиопередачи создают призвуки (дребезжание, хрипы и т. д.).

При наблюдении сигнала на экране электронно-лучевой трубки появление дополнительных частот, возникших за счет нелинейных искажений сигнала, будет проявляться в искажении формы сигнала.

Причинами возникновения нелинейных искажений являются: 1) работа лампы на криволинейном участке характеристики; 2) работа ламп с сеточным током; 3) работа сердечника трансформатора в области криволинейного участка его характеристики намагничивания.

Рассмотрим возникновение нелинейных искажений за счет работы усилительной лампы на криволинейном участке характеристики. Как видно из рис. 3-10, при неправильном выборе рабочей точки на характеристике лампы импульсы анодного тока будут несимметричными.

Пусть работа усилительной лампы происходит на нижнем участке характеристики (рис. 3-10), который по форме мало отличается от квадратичной параболы, тогда

$$i_а = aU_{c1}^2, \qquad (3\text{-}20)$$

где a — коэффициент, зависящий от типа лампы и режима ее работы.

Мгновенное значение напряжения на сетке можно представить формулой

$$U_{c1} = E_{c1} + U_{mc1} \sin \omega t. \qquad (3\text{-}21)$$

Подставим это выражение в формулу (3-20), тогда

$$i_а = a\,(U_{mc} \sin \omega t + E_{c1})^2 = aU_{mc1}^2 \sin^2 \omega t + $$
$$+ 2aE_{c1}U_{mc1} \sin \omega t + aE_{c1}^2. \qquad (3\text{-}22)$$

Последний член этого выражения не зависит от времени и представляет собой ток покоя

$$I_а = aE_{c1}^2.$$

Второй член выражения представляет собой амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_{mа} = 2aE_{c1}U_{mc1}.$$

В первом члене этого выражения разложим квадрат синуса по формуле

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t,$$

тогда

$$aU_{mc1}^2 \sin^2 \omega t = \frac{aU_{mc1}^2}{2} - \frac{aU_{mc1}^2}{2} \cos 2\omega t.$$

Величина $\frac{aU_{mc1}^2}{2}$ от времени не зависит и является добавлением к току покоя.

Постоянная составляющая анодного тока в динамическом режиме равна:

$$I_{а}=aE_{c1}^2+\frac{aU_{mc1}^2}{2}=I_{а}+\Delta I_{а}. \qquad (3\text{-}23)$$

Подставим полученные величины в первоначальное выражение для анодного тока:

$$i_{а}=I_{а}+\Delta I_{а}+I_{ma}\sin\omega t-\frac{aU_{mc1}^2}{2}\cos 2\omega t. \qquad (3\text{-}24)$$

Последний член выражения изменяется с двойной частотой, т. е. представляет собой вторую гармонику анодного тока. Таким образом, за счет искажения формы сигнала, а в данном примере за счет образования асимметричного сигнала появляется вторая гармоника. Это представлено графически на рис. 3-11. Если при сложении первой и второй гармоник образуется асимметричная кривая, то ее можно представить состоящей также из первой и второй гармоник. Количественно нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейных искажений или коэффициентом гармоник

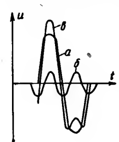


Рис. 3-11. Асимметричная кривая *в*, которая возникает за счет сложения амплитуды сигнала первой гармоники *а* и второй гармоники *б*.

$$\gamma=\frac{\sqrt{I_2^2+I_3^2+\ldots I_n^2}}{I_1}, \qquad (3\text{-}25)$$

где $I_2, I_3, \ldots, I_n$ — амплитуды токов второй, третьей и более высоких гармоник;

I_1 — амплитуда тока первой гармоники.

В зависимости от формы искаженного сигнала при его разложении на ряд гармонических составляющих может преобладать по амплитуде вторая или третья гармоника. Более высокие гармоники при расчете не учитываются, так как их амплитуды малы.

Если коэффициент гармоник определяется в основном за счет действия второй гармоники, то величина γ определяется по формуле

$$\gamma_2=\frac{I_2}{I_1}; \quad (3\text{-}26)$$

соответственно при действии в основном только третьей гармоники γ_3 определяется по формуле

$$\gamma_3=\frac{I_3}{I_1}. \quad (3\text{-}27)$$

Если за счет нелинейных искажений в каскаде усилителя возникнут одновременно вторая и третья гармоники, то общая величина нелинейных искажений согласно выражению (3-25) будет определяться по формуле

$$\gamma=\sqrt{\gamma_2^2+\gamma_3^2}. \quad (3\text{-}28)$$

Общая величина нелинейных искажений, действующих на выходе усилителя и созданных отдельными каскадами этого усилителя, определяется по формуле

$$\gamma_{общ}=\gamma_{I}+\gamma_{II}+\dots+\gamma_{n}, \quad (3\text{-}29)$$

где $\gamma_{I}, \gamma_{II}, \dots, \gamma_{n}$ — нелинейные искажения, вносимые каскадами УНЧ согласно выражению (3-28).

Коэффициент гармоник чаще всего выражают в процентах. При измерении нелинейных искажений на выходе усилителя может оказаться, что нелинейные искажения всех каскадов будут меньше искажений отдельных каскадов усилителя, что может произойти за счет противоположности фаз отдельных гармоник, в результате чего эти гармонические составляющие будут или резко уменьшаться, или полностью уничтожаться. Несмотря на это, усилитель надо рассчитывать на неблагоприятный случай, т. е. $\gamma_{общ}$ определять по формуле (3-29). Величина нелинейных искажений зависит от амплитуды сигнала, действующего на входе лампы. Чем больше эта амплитуда, тем на большем участке характеристики лампы происходит работа и тем больше вероятность попадания рабочей точки на кри-

волинейные участки характеристики и, следовательно, бóльшая величина нелинейных искажеиий.

По этой причине наибольшую величииу нелинейных искажеиий обычно создает выходной каскад усилителя. Выходиая мощиость его, как известно, зависит от амплитуды сигнала иа сетке выходной лампы; чем больше эта амплитуда, тем больше выходиая мощность, и наоборот. Вот почему полезиая мощность усилителя тесно связаиа с величиной вносимых им иелииейных искажений. Обычно возможно увеличить мощность, отдаваемую усилителем, за счет повышения нелинейных искажеиий.

Величина нелииейных искажеиий также остается ие постояиной для всего спектра усиливаемых частот и обычио указывается для средних частот. На крайних частотах усиливаемого спектра частот учет нелинейных искажений затрудиителен и величиıа их может превышать величииу искажеиий иа средиих частотах. Величина нелинейных искажеиий зависит от иазначеиия и типа усилителя и обычно указывается в технических условиях. Для большинства радиовещательной аппаратуры величина $\gamma_{общ}$ ие должна превышать 10—12%. Нелинейиые искажения измеряются на выходе усилителя с помощью измерителя иелинейных искажений.

в) Фазовые искажения

При фазовых искажениях в результате усиления сложного сигнала изменяются относительные углы сдвига фаз между отдельными гармоническими составляющими. Пусть, например, иа вход усилителя подан сложный сигнал (рис. 3-12,*а*). Если в результате усиления этого сигнала произойдет сдвиг фаз между первой и второй гармониками, как показано на рис. 3-12,*б*, то форма кривой сложного сигнала изменится по сравиеиию с формой кривой сложного сигнала на входе усилителя. В то же время, если в результате усилеиия сигнала амплитуда первой гармоники получит фазовый сдвиг, такой же как и амплитуда 2-й гармоники (для данного примера 45°), то форма кривой сложного сигнала не изменится, как показаио на рис. 3-12,*в*, а сигнал на выходе усилителя окажется сдвинутым по времени иа величииу Δt относительно сигнала на входе усилителя. Следовательно, если угол сдвига фаз между отдельными гармоническими составляющими изменяется пропорционально изменению частоты, фазовые искажения будут отсутствовать.

Фазовые искажения связаны с частотными, так как оба вида искажений вызываются общими причинами. Совокупное действие частотных и фазовых искажений на непериодические или импульсные сигналы проявляется в форме нестационарных процессов. В правильно рассчитанном и собранном усилителе с обычными допустимыми нормами

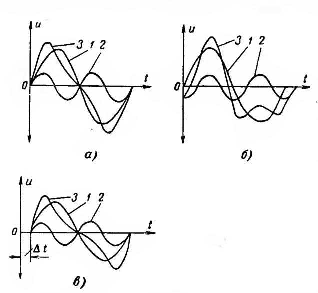


Рис. 3-12. Изменение формы сложного сигнала при сдвиге фаз между первой и второй гармониками.
1 — амплитуда первой гармоники; 2 — амплитуда второй гармоники; 3 — амплитуда сложного колебания.

частотных искажений длительность нестационарных процессов невелика, и для радиовещательных усилителей этот вид искажений можно не учитывать. В то же время эти искажения могут оказать заметное влияние при усилении кратковременных импульсов.

Фазовые искажения практически незначительно влияют на качество работы усилителей радиовещательного типа, так как ухо почти не реагирует на этот вид искажений. В то же время фазовые искажения сильно влияют на качество усилителей видеосигналов, так как при наличии значительных фазовых искажений сильно меняется форма наблюдаемого сигнала.

Краткие выводы

1. Усилитель низкой частоты чаще всего состоит из нескольких каскадов, из которых один каскад обычно является выходным и служит для усиления сигнала по току (мощности), а другие каскады служат для усиления сигнала по напряжению. Эти каскады называются каскадами предварительного усиления.

2. Работа усилителя низкой частоты характеризуется рядом электрических показателей, основные из которых следующие: коэффициент усиления, диапазон усиливаемых частот, напряжение на входе, выходная мощность, коэффициент полезного действия и искажения, вносимые усилителем.

3. Коэффициент усиления усилителя более удобно выражать в децибелах, так как это соответствует физическому восприятию всякого изменения громкости звука.

4. Диапазон усиливаемых частот зависит от назначения усилителя. Для высококачественного воспроизведения звука необходимо, чтобы усилитель равномерно усиливал диапазон частот от 30 *гц* до 12—15 *кгц*.

5. Всякий усилитель в той или иной мере вносит искажения. Искажения могут быть частотными, фазовыми и нелинейными. При частотных искажениях изменяется тембр звука, или его окраска. При наличии нелинейных искажений прослушиваются, кроме основного сигнала, дребезжание, хрипы и т. д. Фазовые искажения на слух почти не ощущаются, но зато значительно искажают сигнал при его визуальном наблюдении.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. По каким признакам классифицируются схемы усилителей низкой частоты и их особенности?

2. Почему при работе усилителя напряжения необходимо, чтобы выполнялось условие $|-E_{c1}| > U_{m\,c1}$, а в усилителях мощности допускают равенство $-E_{c1} = U_{m\,c1}$?

3. Для какой цели в схеме усилителя (рис. 3-3) служат элементы схемы: $R_к$, $C_к$, $R_э$, $C_э$, $R_а$, C_{c1} и R_{c1}?

4. Почему коэффициент усиления усилителя низкой частоты удобнее выражать не в отвлеченных числах, а в децибелах?

5. Чем отличаются между собой простой и сложный звуки?

6. Какие искажения называются частотными, нелинейными и фазовыми?

7. Как определить на слух частотные и нелинейные искажения?

8. За счет каких причин в усилителях низкой частоты могут возникать частотные, нелинейные и фазовые искажения?

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ВХОДНЫЕ И ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

В качестве входных устройств усилителя низкой частоты, в зависимости от его назначения, служат такие устройства, как например: микрофоны, граммофонные звукосниматели, головки воспроизведения магнитофонов, фотоэлементы и пр.

Выходными устройствами усилителя низкой частоты могут быть громкоговорители, телефонные трубки, электронно-лучевые трубки, пишущие и буквопечатающие приборы, и т. д. В качестве входных устройств усилителя низкой частоты мы рассмотрим устройство и работу микрофонов и звукоснимателей, а в качестве выходных устройств громкоговоритель и телефонные трубки. Эти устройства по существу являются электроакустическими приборами, качество работы которых непосредственно связано с физическими процессами распространения и приема звуковых колебаний.

4-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ЗВУКЕ И О СЛУХОВОМ ВОСПРИЯТИИ

Звук характеризуют следующими основными величинами: частотой, звуковым давлением, тембром.

а) Частота звука (число колебаний в секунду) обычно указывается в герцах. Частота звука определяет высоту тона. Наиболее часто встречающиеся источники звуков создают колебания с частотой 40—15 000 *гц*.

б) Звуковое давление измеряется в барах (1 *бар* равен давлению 1 *дин* на 1 *см*²). С величиной давления также связана сила или интенсивность звука, измеряемая в ваттах на квадратный сантиметр (*вт/см*²). Звуковое давление, а также сила или интенсивность звука прямо пропорциональны амплитуде звука; чем больше амплитуда колебаний частиц воздуха, тем больше при прочих равных условиях сила звука и, следовательно, звуковое давление.

Человеческое ухо способно воспринимать как звуковое ощущение давления величиной от нескольких тысячных долей бара до сотен бар. Наиболее часто встречающиеся источники звуков развивают давление в пределах 0,0063—20 *бар*, что соответствует силе звука $5 \cdot 10^{-14}$—$5 \cdot 10^{-7}$ *кг/см*². Таким образом, наибольшее изменение по давлению составляет 3 170 раз, а по силе звука 10 млн. раз. Отноше-

ние максимального и минимального звуковых давлений, которые может создать какой-либо источник звука, называется динамическим диапазоном. Наибольшим динамическим диапазоном обладает симфонический оркестр.

Едва заметная на слух сила звука, слабее которой ухо уже не слышит, называется порогом слышимости. Порог слышимости зависит от высоты тона звука. Область наибольшей чувствительности человеческого слуха соответствует средним частотам порядка 1 000 *гц*. На этой частоте порог слышимости соответствует 10^{-16} *вт/см*^{2}. Значительно меньшей чувствительностью ухо обладает на низших звуковых частотах. При очень большой силе звука ухо ощущает болевое раздражение, ощущение звука этой силы называется порогом болевого ощущения. Он мало зависит от частоты и наступает при силе звуке порядка 10^{-4} *вт/см*^{2}.

Субъективной оценкой силы звука является громкость звука, характеризующая величину слухового ощущения. Зависимость громкости звука от его силы подчиняется основному психофизическому закону, в развитии которого большую роль сыграли работы акад. П. П. Лазарева. Закон этот гласит: прирост ощущения громкости звука (например, при увеличении звуковой энергии, излучаемой громкоговорителем) прямо пропорционален изменению силы звука I. Громкость звука измеряется чаще всего в децибелах (1 децибел равен $^1/_{10}$ бела):

$$N_{(\partial б)} = 10 \lg \frac{I_1}{I_2},$$

где I_1 — сила звука после изменения громкости звука;

I_2 — сила звука до изменения громкости звука.

На основании этого закона можно объяснить способность человеческого уха реагировать на звуки, отличающиеся по своей силе в огромное число раз.

в) Т е м б р з в у к а. Речь и музыка представляют собой сочетание колебаний разнообразных по частоте и силе звуков, все время изменяющихся в процессе звучания. Звук одного и того же тона, воспроизведенный различными источниками звука, например человеческим голосом и музыкальным инструментом, содержит, кроме колебаний основной частоты, определяющей высоту тона, еще ряд дополнительных частот (различных по силе звука), частота которых в 2, 3, 4 и т. д. раз больше основной частоты. Их называют гармониками или обертонами. Количеством и относительной силой гармоник обусловливается тембр, или окраска, звука.

4-2. ВХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Микрофоны

Микрофон превращает энергию звуковых волн в энергию электрическую. В настоящее время существуют различные типы микрофонов: динамические, ленточные, конденсаторные, пьезоэлектрические и угольные. Мы рассмотрим устройство и принцип действия наиболее часто встречающихся динамических и угольных микрофонов.

Чувствительность микрофона характеризуется величиной напряжения, развиваемого на нагрузке при воздействии на диафрагму микрофона звукового давления в один бар. Таким образом, чувствительность микрофона можно выразить в *мв/бар.* Чувствительность микрофона зависит от частоты, и эта зависимость выражается частотной характеристикой микрофона. Неравномерность частотной характеристики микрофона на некоторых участках диапазона частот является одним из его важнейших качественных показателей. Уровень нелинейных искажений у микрофонов весьма мал, и практически с величиной этих искажений можно не считаться.

Следующим важнейшим качественным показателем микрофонов является уровень шума микрофона. Величина напряжения шума измеряется при отсутствии звукового давления, действующего на микрофон. Напряжение шума, возникающее в электрической цепи микрофона, зависит от конструкции микрофона и не зависит от его чувствительности. Напряжение шума не имеет явно выраженных частотных (тональных) составляющих и прослушивается после усиления как шипение.

У большинства типов микрофонов напряжение шума создается за счет теплового беспорядочного движения электронов в проводниках.

Микрофон характеризуется также направленностью, которая представляет зависимость чувствительности микрофона от направления приходящих звуковых волн. В зависимости от условий эксплуатации микрофона бывают нужны различные формы характеристики направленности. Если требуется воспринимать звук со всех направлений, микрофон должен быть ненаправленным. Если микрофон должен воспринимать звук преимущественно спереди и сзади или в каком-либо одном направлении, то такие микрофоны называются направленными.

Динамический микрофон

Динамические микрофоны в настоящее время широко применяются в радиовещании. Они не требуют для своей работы источника питания, создают небольшую величину частотных и нелинейных искажений, могут работать в широком диапазоне температур и при высоких влажностях, не боятся сотрясений. Микрофоны изготовляют двух типов: катушечные и ленточные. Разрез динамического катушечного микрофона представлен на рис. 4-1. Магнитная цепь его состоит из постоянного магнита *1* и магнитопровода из малоуглеродистой стали. Магнитопровод в свою очередь состоит из верхнего фланца *2*, керна *3* и нижнего фланца *4*. В кольцевом зазоре магнитной цепи находится двухслойная катушка *5*. Катушка совместно с диафрагмой *6* образует подвижную систему микрофона. Диафрагма по своей окружности имеет гофрировку *7*, необходимую для уменьшения упругости системы. Диафрагма чаще всего изготовляется из алюминиевой фольги толщиной 0,025 *мм*.

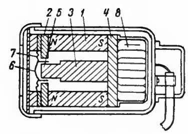


Рис. 4-1. Устройство катушечного динамического микрофона.

1—постоянный магнит; *2*—передний фланец; *3*—керн; *4*—задний фланец; *5*—катушка; *6*—диафрагма; *7*—гофрировка диафрагмы; *8*—трансформатор.

При воздействии на диафрагму звуковых волн в кольцевом зазоре магнитной цепи микрофона колеблется катушка, в которой индуктируется переменная э. д. с. с частотой, равной частоте звуковых волн. Выводы катушки подключаются к первичной обмотке повышающего тороидального трансформатора *8*, размещаемого обычно в кожухе микрофона. Вторичная обмотка трансформатора включается на вход усилителя. Катушечные и ленточные динамические микрофоны изготовляются различных типов, например динамические катушечные типа МД-30, МД-31 и т. д.; ленточные динамические типа МЛ-10, МЛ-11 и т. д. Чувствительность катушечных и ленточных микрофонов колеблется в пределах 0,1—0,35 *мв/бар*.

Для определения напряжения, развиваемого на нормальной входной нагрузке, надо знать среднее звуковое давление, развиваемое источником звука. Некоторую помощь в этом может оказать табл. 4-1.

Таблица 4-1

Источник звука	Звуковое давление, *бар*
Диктор на расстоянии 1,5 *м*	1,0
Скрипка на расстоянии 1 *м*	0,5
Рояль на расстоянии 3 *м*	3
Духовой оркестр на расстоянии 3 *м*	44

Динамический микрофон воспроизводит полосу частот от 50 *гц* до 8—10 *кгц* при неравномерности частотной характеристики в пределах $\pm 2 \div \pm 8$ *дб* в зависимости от типа микрофона.

Угольный микрофон

Угольный микрофон по сравнению с динамическим обладает значительно худшими электрическими показателями. Он создает значительно бо́льшие частотные и нелинейные искажения. Кроме того, при работе угольный микрофон создает значительное напряжение шума. К достоинствам угольного микрофона можно отнести высокую его чувствительность, значительно более высокую, чем у других типов микрофонов. Этим объясняется широкое применение микрофона в телефонии, где применение усилителей затруднено. Угольный микрофон используется также для служебной радиосвязи. В художественном вещании из-за низких электрических данных угольный микрофон не применяется. Принцип устройства и схема включения угольного микрофона показаны на рис. 4-2.

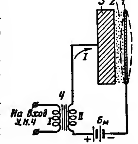


Рис. 4-2. Принцип устройства и схема включения угольного микрофона.

1 — угольная мембрана; *2* — угольный порошок; *3* — угольное основание; *4* — трансформатор.

При отсутствии колебаний, действующих на мембрану *1*, сопротивление угольного порошка *2* не изменяется и во вторичной цепи трансформатора протекает постоянный ток *I*, величина которого определяется выражением

$$I_{=} = \frac{U_{\text{Б м}}}{R_0},$$

где $U_{Б.м}$ — напряжение микрофонной батареи;

R_0 — сопротивление угольного порошка в момент молчания.

При воздействии на мембрану звуковых волн за счет колебания угольной мембраны изменяется сопротивление угольного порошка. Это вызывает изменение (пульсацию) тока $I_{\sim}$

$$I_{\sim} = \frac{U_{Б.м}}{R_0 \pm \Delta r},$$

где Δr — величина изменения сопротивления угольного порошка.

Этот ток, проходя через первичную обмотку трансформатора, возбуждает во вторичной обмотке переменную э. д. с. звуковой частоты. Угольный микрофон управляет энергией батареи, включенной в его цепь, как маломощное реле управляет включением и выключением больших электрических установок.

Граммофонные звукосниматели

Качество работы звукоснимателя характеризуется следующими показателями:

Чувствительность. Чувствительностью звукоснимателя называется его отдача (создаваемое им напряжение) при воспроизведении частоты 1 000 *гц*, записанной с бликом в 1 *см*. Измеряется чувствительность в вольтах на сантиметр блика. Световой блик на пластинке характеризует скорость записи и амплитуду записи. Световой блик на пластинке легко наблюдать, если освещать ее из-за спины наблюдателя параллельным пучком света, например солнечным лучом.

Частотные искажения. Механическая система звукоснимателя может иметь несколько резонансов, лежащих на разных частотах. Обычно этих резонансов бывает два. Первый, или главный, резонанс наблюдается на высших звуковых частотах порядка 3 000 *гц* и выше. Определяется этот резонанс массой и упругостью закрепления (подвеской) подвижной системы звукоснимателя; чем меньше масса звукоснимателя и чем больше упругость подвески подвижной системы, тем на более высокой частоте наблюдаются резонансные явления. Второй резонанс лежит

в области низших частот в диапазоне 30—100 *гц* и обусловливается массой всего звукоснимателя и упругостью крепления якоря. Чем больше масса колебательной системы и чем меньше упругость ее закрепления, тем ниже резонансная частота. В момент резонанса чувствительность звукоснимателя сильно возрастает, что вызывает резкую неравномерность частотной характеристики.

Нелинейные искажения проявляются в том, что в звучании появляются тона, отсутствовавшие в записи. Причины появления этих тонов заключается в том, что при воспроизведении смещение подвижной системы оказывается не прямо пропорциональным воздействующей на нее силе. В этом случае появляются призвуки в виде характерного хрипения.

Звукосниматели изготовляются двух типов: электромагнитные и пьезоэлектрические.

Электромагнитные звукосниматели

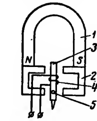


Рис. 4-3. Устройство электромагнитного звукоснимателя.

1—подковообразный магнит; *2*—П-образные полюсные наконечники; *3*—якорь; *4*—катушка; *5*—ось.

Звукосниматель (рис. 4-3) состоит из подковообразного магнита *1* с двумя П-образными полюсными наконечниками *2* из мягкой стали. Якорь *3*, также изготовляемый из мягкой стали, проходит через неподвижную катушку *4* и может вращаться вокруг оси *5*, расположенной между нижними плечами полюсных наконечников. Якорь представляет собой диагональ магнитного моста; в нейтральном положении вдоль тела якоря магнитный поток не проходит. Когда игла якоря *6* перемещается по звуковой дорожке граммофонной пластинки, якорь, жестко скрепленный с иглой, отклоняется от среднего положения и баланс магнитного моста нарушается. По якорю в соответствующем направлении проходит магнитный поток, величина которого тем больше, чем больше отклоняется якорь. При изменении магнитного потока, проходящего внутри катушки, в последней возникает переменная э. д. с. звуковой частоты, которая затем подается на вход усилителя низкой частоты. Электромагнитный звукосниматель развивает на нагрузке 0,1 *Мом* (входное сопротивление каскада) напряжение порядка 50—70 *мв*. Полоса воспроизводимых частот от 50—75 до 4 500—6 500 *гц*.

Пьезоэлектрические звукосниматели

Работа пьезоэлектрических звукоснимателей основана на использовании так называемого пьезоэлектрического эффекта, который присущ кристаллам некоторых солей и минералов. Если такой кристалл подвергнуть определенной механической деформации, то на его гранях появятся электрические заряды. Наибольшее применение в промышленности получили кристаллы сегнетовой соли (калиево-натриевая соль виннокаменной кислоты, получаемая из отходов виноделия). Устройство пьезоэлектрического звукоснимателя показано на рис. 4-4. Пьезоэлемент *1*, расположенный между двумя металлическими обкладками (например, фольги), своим широким основанием закрепляется с помощью демпфирующих прокладок *2* из резины. Узким основанием пьезоэлемент вставляется через прокладку из резины в паз иглодержателя *3*, последний в резиновых подшипниках *4* закрепляется в канале корпуса звукоснимателя и за счет упругости резины может вращаться вокруг своей продольной оси. Граммофонная игла *5* в иглодержателе зажимается винтом *6*. Граммофонная игла во время работ звукоснимателя перемещается вдоль звуковой дорожки граммофонной пластинки и все колебания передает иглодержателю. Последний изгибает пьезоэлемент, возбуждая таким образом на его обкладках переменную э. д. с. звуковой частоты, снимаемую с помощью выводов *7* из мягкой фольги. Стопорные винты *8* с резиновыми манжетами, установленные в корпусе звукоснимателя, служат для ограничения угла поворота иглодержателя. Такое ограничение необходимо для предотвращения возможности поломки пьезоэлемента при смене иглы. Пьезоэлектрические звукосниматели включаются обычно на вход усили-

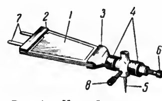


Рис. 4-4. Устройство пьезоэлектрического звукоснимателя.

1—пьезоэлемент; *2*—демпфирующие прокладки; *3*—иглодержатель; *4*—резиновые подшипники; *5*—игла; *6*—винт; *7*—выводы; *8*—стопорный винт.

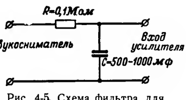


Рис. 4-5. Схема фильтра для пьезозвукоснимателя.

теля с помощью потенциометра с сопротивлением 0,5—1 *Мом*.

Частотная характеристика пьезоэлектрического звукоснимателя имеет подъем в области низших частот, а также резкий подъем (пик) на частоте 6 000—7 000 *гц* за счет резонанса подвижной системы звукоснимателя. Это создает неприятное подчеркивание шипения пластинки. Это явление в значительной мере можно ослабить включением между звукоснимателем и входом усилителя фильтра, изображенного на рис. 4-5. Такой фильтр ослабляет высшие частоты, и воспроизведение записи получается с меньшими искажениями. Пьезоэлектрический звукосниматель на нагрузке 0,5 *Мом* развивает напряжение порядка 0,8 ÷ 1,0 *в*. Полоса воспроизводимых частот от 75 до 7 000 *гц*.

4-3. ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Громкоговорители

Существуют различные типы громкоговорителей: электромагнитные, электродинамические, пьезоэлектрические и электростатические. В зависимости от способа излучения звуковых колебаний громкоговорители делятся на громкоговорители прямого излучения (диффузорные) и рупорные, например электродинамические громкоговорители прямого излучения типа 1ГД-5, 2ГД-3, 5ГД-14 и т. д. или рупорные Р-10, Р-100 и т. д.

Электродинамические громкоговорители, кроме того, разделяются на громкоговорители с постоянным магнитом и громкоговорители с подмагничиванием.

Громкоговорители характеризуются рядом количественных и качественных показателей, основные из которых следующие:

1) номинальная мощность;
2) отдача и чувствительность;
3) частотные искажения;
4) нелинейные искажения.

Номинальная мощность — средняя электрическая мощность переменного тока звуковой частоты, которую громкоговоритель может выдержать без тепловых и механических перегрузок.

Отдача и чувствительность — отношение излучаемой акустической мощности $P_а$ к подводимой электрической мощности $P_э$, определяет отдачу или к. п. д.

громкоговорителя. Это отношение характеризует эффективность преобразования электрических колебаний в звуковые.

Для точного определения отдачи требуется специальная достаточно сложная аппаратура. Поэтому эффективность громкоговорителя чаще оценивают не по отдаче, а по так называемой относительной чувствительности E.

Так как звуковая мощность пропорциональна квадрату звукового давления, то относительную чувствительность принято оценивать выражением

$$E = \frac{P}{\sqrt{P_э}} \ (бар/\sqrt{вт}),$$

где P — звуковое давление, *бар*;
$P_э$ — подводимая электрическая мощность.

Частотные искажения — отдача и чувствительность громкоговорителя зависит от частоты. Поэтому для определения качества громкоговорителя необходимо знать его чувствительность при различных частотах в пределах воспроизводимой полосы частот. Такая зависимость обычно выражается графически и называется частотной характеристикой громкоговорителя.

Нелинейные искажения. При воспроизведении речи и музыки подводимая мощность распределяется так, что на область самых нижних и верхних частот приходится лишь небольшая часть общей мощности громкоговорителя. Поэтому повышение коэффициента нелинейных искажений в области низких частот мало заметно и на частотах 50—100 *гц* допустимы нелинейные искажения порядка $\gamma = 10 \div 20\%$. В диффузорных громкоговорителях наблюдаются искажения, обусловленные частотной модуляцией. Эти искажения возникают при одновременном воспроизведении колебаний двух частот, из которых одно значительно выше другого. При этом высокочастотная составляющая искажается вследствие больших колебательных скоростей диффузора.

Внешнее оформление громкоговорителя прямого излучения. Диффузор громкоговорителя при движении вперед сжимает воздух впереди себя и разрежает сзади. Эти области сжатия и разрежения, огибая диффузор, «накладываются» друг на друга и взаимно уничтожаются. При движении диффузора назад получается такая же картина. Это явление дифракции звука выражается более отчетливо с увеличением длины звуковой

волны. Такой эффект называется акустическим «коротким замыканием», диффузор только перегоняет воздух с одной стороны на другую. Для устранения этого явления громкоговоритель укрепляют на щите (экране). Для обеспечения нормальной работы громкоговорителя необходимо иметь щит шириной не менее 340 *см*.

Электродинамические громкоговорители

Электродинамические громкоговорители являются в настоящее время самыми лучшими в отношении качества воспроизведения, и поэтому они получили наибольшее распространение. Электродинамические громкоговорители можно разделить на маломощные (номинальная мощность до нескольких вольтампер) и мощные до 10—15 *ва*. Громкоговорители больших мощностей чаще всего изготовляются рупорными.

Громкоговорители с постоянным магнитом

Этот тип громкоговорителя в настоящее время находит наиболее широкое применение. Одна из конструкций электродинамического громкоговорителя с постоянным магнитом показана на рис. 4-6. Звуковая катушка *1* находится в воздушном кольцевом зазоре, образованном керном *2* и передним фланцем *3*, с кольцевым вырезом. Звуковая катушка *1* жестко связана с центрирующей шайбой *4* и диффузором *5*, который по краям прикреплен своим гофром *6* к диффузородержателю *7*. Магнитное поле в кольцевом зазоре создается постоянным магнитом *8*. Магнитную цепь замыкает задний фланец *9*.

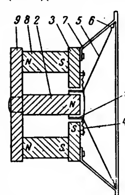


Рис. 4-6. Устройство динамического громкоговорителя с постоянным магнитом.

1—звуковая катушка; *2*—керн; *3*—передний фланец; *4*—центрирующая шайба; *5*—диффузор; *6*—гофр диффузора; *7*—диффузородержатель; *8*—постоянный магнит; *9*—задний фланец.

При прохождении через звуковую катушку переменного тока, создаваемого вторичной обмоткой выходного трансформатора, вокруг нее создается переменное магнитное поле, которое, взаимодействуя с магнитным полем кольцевого зазора, заставляет колебаться звуковую катушку и укрепленный на ней диффузор.

Громкоговоритель с подмагничиванием

Одна из конструкций такого громкоговорнтеля показана на рнс. 4-7. Вместо постояииого магннта имеется катушка возбуждеиня *8*, которая включается последовательио в цепь выпрямителя анодного питания прибора вместо фнльтрового дросселя. Принцип действня этого громкоговорителя такой же, как н громкоговорнтеля с постоянным магнитом.

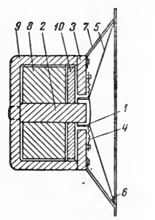


Рис. 4-7. Устройство дииамического громкоговорителя с подмагиичиванием.

1—звуковая катушка; *2*—керн; *3*—передний фланец; *4*—центрирующая шайба; *5*—диффузор; *6*—гофр диффузора; *7*—диффузородержатель; *8*—катушка подмагничивания; *9*—магнитная система; *10*—антифонная катушка.

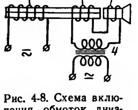


Рис. 4-8. Схема включения обмоток диииамического громкоговорителя с подмагиичиваиием.

1—катушка подмагничиваняя; *2*—антифонная катушка; *3*—звуковая катушка; *4*—выходной трансформатор.

Прн работе громкоговорнтеля с подмагнничиваиием во время пауз передачи может прослушиваться фон переменного тока. Это объясняется тем, что пульсирующее магиитиое поле катушкн возбуждеиия иаводит в звуковой катушке переменную э. д. с. с частотой выпрямлеиного тока. Так как цепь звуковой катушки замкнута, возникает ток и магнитное поле. За счет взаимодействия магиитиых полей звуковой катушки и магинтного поля, создаиного катушкой возбуждеиия, пронсходит колебание звуковой катушкн н днффузора. Для борьбы с фоиом перемеиного тока прнменяется антифоиная катушка, которая соедиияется последовательно со звуковой катушкой, как показано на рис. 4-8.

Прн соответствующем включенни концов катущек звуковой и антифоииой э. д. с. фона, иаводимая в этнх катушках, взаимно уничтожается.

Телефонные трубки

Головные телефонные трубки используются для контроля передачи, в радиосвязи, а также при приеме на детекторный приемник.

Головные телефоны обладают высокой чувствительностью, так как для создания необходимого звукового давления в небольшом объеме между телефоном и ушной раковиной требуется небольшая электрическая мощность, измеряемая милливаттами. Качественные показатели телефона в основном аналогичны качественным показателям громкоговорителя. Телефоны изготовляются в основном двух типов: электромагнитные и пьезоэлектрические. Первый тип телефона является наиболее распространенным и широко применяется в практике. Электромагнитный (рис. 4-9) телефон состоит из корпуса *1* (обычно из пластмассы), в котором находится постоянный магнит *2*. К полюсам последнего примыкают полюсные наконечники *3*, на которые надеты катушки *4*. Над полюсными наконечниками расположена железная диафрагма (мембрана) *5*, которая удерживается на краях корпуса силой притяжения магнитов. На корпус навинчивается раковина *6*. Под мембраной располагаются кольцевые прокладки *7*, обеспечивающие воздушный зазор между полюсными наконечниками и мембраной.

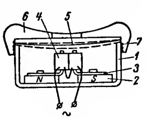


Рис. 4-9. Устройство головного телефона.

1 — корпус; *2* — постоянный магнит; *3* — сердечники; *4* — катушки; *5* — мембрана; *6* — раковина; *7* — кольцевые прокладки.

В зависимости от диаметра провода, применяемого для намотки катушки, и числа витков телефон одной и той же конструкции может быть высокоомным (сопротивление имеет величину порядка 20 000 *ом* при частоте 100 *гц* на два телефона, включенных последовательно) или низкоомным (порядка 600 *ом* при частоте 1 000 *гц* на два телефона, включенных последовательно).

При подведении к телефону переменного напряжения звуковой частоты по катушкам протекает ток, который возбуждает магнитное поле. Это магнитное поле или складывается с магнитным полем полюсных наконечников, или вычитается из него, вследствие чего сила притяжения мембраны полюсными наконечниками меняется с частотой

тока, питающего обмотки катушек. Это в свою очередь вызывает механические колебания мембраны.

Электромагнитные телефоны обладают высокой чувствительностью — 100—150 *бар/в*. Частотная характеристика телефонов неравномерная из-за резонанса диафрагмы на частоте 800—1 050 *гц*.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Чем отличается направленный микрофон от ненаправленного?
2. Какой основной недостаток динамических микрофонов?
3. Почему угольные микрофоны не применяют для целей радиовещания?
4. На каком принципе работает пьезоэлектрический звукосниматель?
5. Какое назначение имеет центрирующая шайба в динамическом громкоговорителе?
6. Для какой цели в телефоне применяется постоянный магнит?
7. Каким сопротивлением обладает пьезоэлектрический телефон для переменного и постоянного тока?
8. Каким сопротивлением обладает электромагнитный телефон для постоянного и переменного тока?

ГЛАВА ПЯТАЯ

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

5-1. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛАМП УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

В зависимости от выбора рабочей точки на характеристике лампы можно получить усиленные колебания двух видов: а) колебания первого рода, когда ток в анодной цепи протекает в течение всего периода, и б) колебания второго рода, когда ток в анодной цепи протекает в течение части периода. Для характеристики колебаний второго рода вводится понятие об угле отсечки. Углом отсечки θ называется половина той части периода, в течение которой протекает ток через лампу. В усилительной технике принята следующая классификация режимов работы усилительных ламп: A, B, AB_1 и AB_2.

а) Режим A соответствует работе без отсечки анодного тока $\theta = 180°$, т. е. соответствует режиму первого рода. Для работы лампы в режиме A на сетку ее подается такое отрицательное напряжение E_{c1} (напряжение смещения), при котором рабочая точка P будет находиться в средней части прямолинейного участка динамической характеристики лампы (рис. 5-1). Лампа обычно работа-

ет без сеточных токов, для чего необходимо выполнять условие $|-E_{c1}|>U_{mc1}$.

В аппаратуре с питанием от сети переменного тока для подачи отрицательного напряжения на сетку лампы обычно используется падение напряжения на сопротивлении, включенном в общий минусовый провод анодного

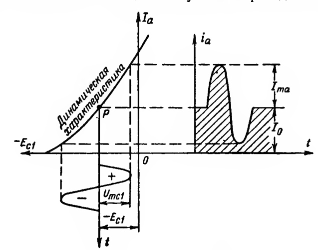


Рис. 5-1. Работа лампы в режиме А.

питания или в цепь катода лампы (автоматическое смещение). В аппаратуре с питанием от источников постоянного напряжения для подачи на сетку лампы отрицательного напряжения смещения применяются отдельные гальванические элементы или аккумуляторы.

Режим А характеризуется малой величиной нелинейных искажений, но в то же время является неэкономичным, так как электрический к. п. д., определяемый по формуле

$$\eta_э=\frac{P_\sim}{P_0},$$

имеет величину порядка 20—30%. Режим А в настоящее время широко применяется в сетевых приемниках и усилителях низкой частоты, выходная мощность которых не превышает нескольких ватт или десятков ватт, так как при такой мощности низкий к. п. д. не имеет большого значения. Режим А встречается также и в аппаратуре

с батарейным питанием, но, как уже говорилось, не является экономичным.

б) Режим В соответствует работе с отсечкой анодного тока $\theta = 90°$ (анодный ток протекает в течение половины периода). Для работы в режиме В на сетку лампы подается такое отрицательное напряжение смещения $-E_{c1}$, при котором рабочая точка P находится в точке запирания лампы (рис. 5-2).

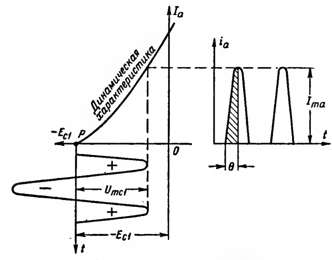


Рис. 5-2. Работа лампы в режиме В.

Для подачи отрицательного напряжения смещения на сетку лампы в этом случае метод подачи автоматического смещения применить нельзя. Для подачи отрицательного напряжения применяются специальные выпрямители, гальванические элементы или аккумуляторы. В режиме В, как это видно из рис. 5-2, на выходе лампы сигнал воспроизводится только в течение полупериода колебаний и таким образом возникают очень большие нелинейные искажения (до 40%). Для воспроизведения в течение всего периода колебаний, приложенных к сетке лампы, нужно применять двухтактные схемы выходных каскадов. В двухтактной схеме работают две лампы, из которых одна воспроизводит колебания в первую половину периода, а вторая — во вторую половину периода сигнала, поданного на сетки этих ламп.

Режим В даже при применении двухтактной схемы характеризуется значительно большей, чем в режиме А, величиной нелинейных искажений за счет того, что при подаче сигнала работа происходит не только на прямолинейном участке характеристики лампы (как в режиме А), но и на криволинейном ее участке. Для уменьшения этих искажений применяется отрицательная обратная связь, о чем подробнее сказано в гл. 7. Большим преимуществом режима В по сравнению с режимом А является высокий к. п. д. ($\eta_э$) порядка $\eta_э = 60 \div 65\%$. Режим В целесообразно применять в мощных выходных каскадах, а также в выходных каскадах, питаемых от постоянных источников анодного напряжения, например от гальванических батарей и аккумуляторов, так как для такого рода усилителей экономичность питания имеет большое значение.

в) Режимы AB_1 и AB_2 являются промежуточными между режимами А и В. Режим AB_1 соответствует работе без сеточных токов $/-E_{c1}/ > U_{mc1}$, а режим AB_2 — работе с сеточными токами — $/-E_{c1}/ < U_{mc1}$ (рис. 5-3).

В режимах AB_1 и AB_2 на сетку лампы подается такое отрицательное напряжение E_{c1}, при котором рабочая точка P оказывается примерно в той части нижнего участка характеристики, где криволинейный участок характеристики переходит в прямолинейный (рис. 5-3). Для подачи отрицательного напряжения на сетку лампы может быть использован способ автоматического смещения, а также специальные источники постоянного напряжения.

В режиме AB_1, так же как и в режиме В, нужно применять двухтактную схему для воспроизведения двух полупериодов входного сигнала. Для уменьшения величины нелинейных искажений применяется отрицательная обратная связь. Коэффициент полезного действия в режиме AB_1 достигает 40—50%. Область применения этого режима — выходные каскады средней и большой мощности (десятки и сотни ватт), а также усилители малой мощности, питающиеся от гальванических элементов и аккумуляторных батарей. В режиме AB_2 лампа работает с сеточными токами, но зато выходная мощность усилителя оказывается больше, чем в режиме AB_1. Для уменьшения нелинейных искажений, которые могут возникнуть за счет сеточных токов, предоконечный каскад усилителя мощности, работающего в режиме класса В или AB_2, должен являться

также усилителем мощности, но работающим в режиме А. При этом его выходная мощность должна быть примерно в 10 раз меньшей, чем мощность выходного каскада.

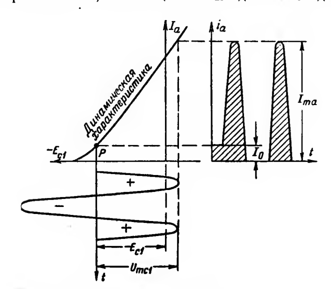


Рис. 5-3. Работа лампы в режиме AB_2.

При работе в режиме AB_1 предоконечный каскад является обычным усилителем напряжения.

Режимы AB_1 и AB_2 в усилительной технике нашли широкое применение.

5-2. УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ В РЕЖИМЕ А

Мы будем подробно рассматривать усилитель, работающий в режиме А, так как он наиболее часто применяется в современной приемно-усилительной аппаратуре. В усилителях мощности могут применяться пентоды, лучевые тетроды или триоды. Если к усилителю предъявляются жесткие требования в отношении нелинейных искажений, то следует применять триоды с левыми характеристиками, а также пентоды и лучевые тетроды в триодном включении.

Применение триодов в усилителях мощности требует наличия в усилителе напряжения нескольких каскадов, так как амплитуда сигнала, подаваемая на сетку выход-

ного триода, должна быть значительно больше амплитуды сигнала, подаваемого на сетку пентода или лучевого тетрода. Это объясняется тем, что крутизна характеристики триодов, как правило, значительно меньше крутизны характеристик пентодов и лучевых тетродов.

Усилители мощности могут работать как по однотактной, так и по двухтактной схеме. Выбор той или иной схемы зависит от требований, предъявляемых к усилителю мощности. Двухтактная схема выходного каскада дает

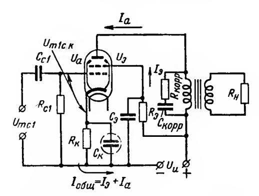


Рис. 5-4. Схема усилителя мощности на лучевом тетроде в режиме А.

значительно меньшую величину нелинейных искажений, но более сложна в изготовлении и дороже однотактной схемы.

Рассмотрим в виде примера работу однотактной схемы выходного каскада (рис. 5-4) с лучевым тетродом в режиме класса А. Для этого воспользуемся графиками, приведенными на рис. 5-5. При подключении источников питания и при отсутствии сигнала на входе усилителя в анодной цепи и цепи экранирующей сетки будут протекать постоянные токи, направление которых на схеме показано стрелками.

Введем следующие обозначения: $I_а$ — анодный ток покоя; $I_э$ — ток покоя экранирующей сетки; $I_{общ} = I_а + I_э$ — общий ток покоя. Ток $I_{общ}$, проходя через сопротивление автоматического смещения $R_к$, создает на нем падение напряжения, минус которого приложен к сетке лампы через сопротивление R_{c1}. В режиме А лампа чаще

всего работает при условии, что $|-E_{c1}| > U_{m\,c1}$, и таким образом сеточный ток отсутствует, следовательно, падение напряжения на сопротивлении R_{c1} будет равно нулю.

Между анодом и катодом, а также экранирующей сеткой и катодом лампы действует постоянное напряжение (напряжение покоя)

$$U_{а} = U_{и} - (U_{R\text{к}} + U_{r1});$$

$$U_{э} = U_{и} - U_{R\text{э}} - U_{R\text{к}}.$$

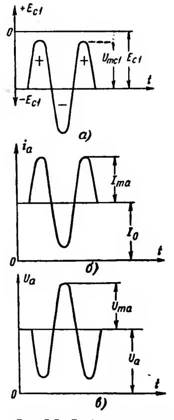


Рис. 5-5. Графическое изображение работы усилителя мощности.

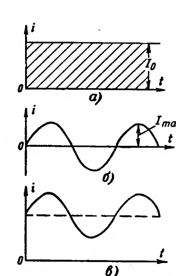


Рис. 5-6. Графическое изображение пульсирующего анодного тока.

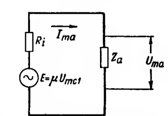


Рис. 5-7. Эквивалентная схема усилителя мощности.

В этих формулах

$U_{R\text{к}}$ — падение напряжения на сопротивлении автоматического смещения;

U_{r_1} — падение напряжения на омическом сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора;

$U_{R\text{э}}$ — падение напряжения на сопротивлении в цепи экранирующей сетки.

При подаче на вход усилителя напряжения сигнала $U_{m\,\text{c}1}$ (рис. 5-5,*а*) суммарное напряжение $U_{m\,\text{c.к}}+(-E_{\text{c}1})=U_{m\,\text{c}1}$, приложенное к промежутку сетка — катод лампы, будет изменяться с частотой сигнала.

Это вызовет изменение (пульсацию) анодного тока, в результате чего появится переменная составляющая анодного тока (рис. 5-5,*б*).

Пульсирующий анодный ток можно представить как сумму постоянной составляющей тока I_0 (рис. 5-6,*а*) и переменной составляющей тока $I_{m\,\text{а}}$ (рис. 5-6,*б*).

Изменение величины тока $I_{m\,\text{а}}$ вызовет изменение падения напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора $U_{m\,\text{а}}$

$$U_{m\,\text{а}}=I_{m\,\text{а}}\,Z_{\text{а}},$$

где $Z_{\text{а}}$ — сопротивление анодной нагрузки для переменной составляющей анодного тока.

Как видно из рис. 5-5, с увеличением тока $I_{m\,\text{а}}$ напряжение $U_{\text{а}}$ будет уменьшаться и, следовательно, переменная составляющая анодного напряжения $U_{m\,\text{а}}$ окажется в противофазе с переменной составляющей анодного тока $I_{m\,\text{а}}$ и переменной составляющей напряжения на входе $U_{m\,\text{c}1}$. Если, например, на сетку лампы будет подан положительный импульс напряжения сигнала, то на аноде лампы появится отрицательный импульс переменной составляющей анодного напряжения, и наоборот.

На этом основании схему усилителя мощности (рис. 5-4) можно заменить (для переменной составляющей анодного тока) ее эквивалентной схемой (рис. 5-7). Лампа в этой схеме заменяется эквивалентным генератором с переменной электродвижущей силой E, в μ раз большей напряжения, приложенного к промежутку сетка — катод лампы, и с внутренним сопротивлением R_i. Такой генератор во внешней цепи будет создавать переменный ток $I_{m\,\text{а}}$.

В эквивалентной схеме рис. 5-7 не учитываются элементы схемы $R_к$ и $R_э$, так как переменная составляющая анодного тока, минуя эти сопротивления, в основном проходит через соответствующие конденсаторы $C_к$ и $C_э$. В то же время конденсаторы $C_к$ и $C_э$ обладают для переменной составляющей анодного тока малым сопротивлением и также могут не учитываться.

Элементы схемы $C_{корр}$ и $R_{корр}$ представляют собой часть анодной нагрузки и входят в общее сопротивление анодной цепи $Z_а$. Экранирующая сетка лампы выходного каскада соединяется с выводом источника анодного питания непосредственно или через фильтр экранирующей сетки, состоящей из элементов $C_э$ и $R_э$. При массовом производстве радиоаппаратуры часто фильтр экранирующей сетки не включают, при этом на экранирующей сетке положительное напряжение будет несколько больше положительного напряжения на аноде лампы. Наличие в пентодах защитной сетки, а в лучевых тетродах лучеобразующих пластин устраняет вредное влияние вторичной эмиссии даже тогда, когда напряжение на экранирующей сетке будет несколько больше напряжения на аноде лампы. В то же время при таком включении экранирующей сетки даже кратковременный обрыв в анодной цепи выходной лампы приведет к быстрому перегреву экранирующей сетки за счет увеличения мощности рассеяния на ней. При наличии в цепи экранирующей сетки фильтра и, в частности, сопротивления $R_э$ в случае обрыва анодной цепи создается значительное падение напряжения на $R_э$, положительное напряжение на сетке уменьшается и, следовательно, снижается мощность рассеяния на экранирующей сетке:

$$P_{расс} = I_э U_э.$$

Конденсатор $C_э$ в цепи экранирующей сетки совместно с сопротивлением $R_э$ служит фильтром и обеспечивает постоянство напряжения на экранирующей сетке при работе схемы. В этом случае в цепи экранирующей сетки, так же как и в цепи анода, возникает пульсирующий ток, содержащий переменную составляющую тока. Если отключить конденсатор $C_э$, то изменяющийся ток экранной сетки вызовет изменение напряжения на экранирующей сетке, так как $U_э = U_{ист} - I_э R_э$. При наличии кон-

денсатора $C_э$ переменная составляющая экранирующей сетки $I_{m\,э}$ будет проходить в основном на участке экранирующая сетка — катод. Так как емкость этого конденсатора выбирается такой, чтобы сопротивление X_c было значительно меньше сопротивления $R_э$, на сопротивлении $R_э$ падение напряжения от переменной составляющей тока экранирующей сетки будет практически отсутствовать и, следовательно, напряжение экранирующей сетки $U_э$ при работе схемы будет оставаться постоянным.

5-3. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

С помощью эквивалентной схемы (рис. 5-7) можно вывести формулу для определения коэффициента усиления выходного каскада в области средних частот. Коэффициентом усиления каскада называется отношение выходного напряжения к входному. Для рассматриваемой схемы выходным напряжением является напряжение $U_{m\,а}$, а входным $U_{m\,с1}$. Тогда

$$K_{ср}=\frac{U_{m\,а}}{U_{m\,с1}}, \tag{5-1}$$

но

$$U_{m\,а}=I_{m\,а}Z_a, \text{ а } I_{m\,а}=\frac{E}{R_i+Z_a},$$

поэтому

$$U_{m\,а}=\frac{\mu U_{m\,с1}Z_а}{R_i+Z_a}. \tag{5-2}$$

Полученное выражение (5-2) подставим в формулу (5-1) и после сокращения $U_{m\,с1}$ получим:

$$K_{ср}=\mu\frac{Z_а}{R_i+Z_a}. \tag{5-3}$$

Обычно в выходных каскадах на пентодах или лучевых тетродах выполняется условие $R_i \gg Z_а$, и, следовательно, величиной Z_a в знаменателе можно пренебречь. С учетом того, что $SR_i=\mu$, выражение (5-3) можно упростить:

$$K_{ср}=SZ_a. \tag{5-4}$$

5-4. НАЗНАЧЕНИЕ ВЫХОДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА В УСИЛИТЕЛЕ МОЩНОСТИ

Нагрузка усилителя (динамический громкоговоритель, соединительная линия, телеграфный аппарат и т. д.) непосредственно в анодную цепь лампы не включается по следующим соображениям:

1. Различие величин внутреннего сопротивления лампы R_i и сопротивления нагрузки $R_н$ приводит в одних случаях к малой величине мощности, выделяемой в нагрузке, в других случаях — к возникновению больших нелинейных искажений.

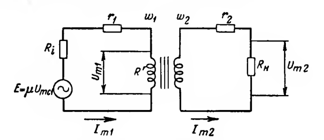


Рис. 5-8. Эквивалентная схема выходного каскада по однотактной схеме с выходным трансформатором.

2. Нагрузка может оказаться под высоким анодным напряжением, что в ряде случаев опасно в условиях эксплуатации.

Поэтому в большинстве усилителей нагрузка подключается к усилителю с помощью выходного трансформатора. Исключением могут быть выходные каскады усилителя, собранные по схеме катодного повторителя, в которых нагрузка включается непосредственно в катодную цепь лампы.

Схему выходного каскада (рис. 5-4) можно заменить эквивалентной схемой рис. 5-8. В этой схеме R' — сопротивление первичной обмотки трансформатора для переменной составляющей анодного тока с учетом действия вторичной обмотки, нагруженной на сопротивление $R_н$. Оно часто называется сопротивлением нагрузки, приведенным к первичной обмотке трансформатора.

Обычно сопротивление нагрузки $R_н$ зависит от частоты, так как наиболее распространенным видом нагрузки

являются динамические громкоговорители, телеграфные аппараты, соединительные линии и т. д. Однако на средних звуковых частотах сопротивление нагрузки $R_н$ в большинстве случаев можно считать чисто активным, что значительно упрощает расчет выходного каскада. По этой причине в схеме рис. 5-8 сопротивление первичной обмотки трансформатора для переменной составляющей анодного тока обозначается R' (без учета активного сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора). Для того чтобы в нагрузке усилителя $R_н$ выделялась наибольшая (для данного типа лампы) неискаженная мощность, между внутренним сопротивлением лампы R_i и сопротивлением нагрузки анодной цепи лампы R' должно существовать определенное соотношение.

Пентоды и лучевые тетроды наибольшую неискаженную мощность[1] отдают при выполнении условия $R_i \gg R'$, при этом коэффициент анодной нагрузки $\alpha = \frac{R'}{R_i}$ бывает порядка $\alpha = 0{,}1 - 0{,}25$.

Для триодов коэффициент анодной нагрузки α должен быть порядка $2 \div 3$. Таким образом, для того чтобы лампа отдавала наибольшую неискаженную мощность, необходимо, чтобы первичная обмотка выходного трансформатора обладала определенным приведенным сопротивлением R', которое для каждого типа лампы определяется путем расчета или указывается в таблицах типовых режимов работы ламп.

Рассмотрим более подробно работу схемы рис. 5-8. Величина тока, протекающего по первичной обмотке трансформатора, I_{m1} зависит от величины э. д. с. самоиндукции, возникающей в витках первичной обмотки трансформатора. Чем больше эта э. д. с. самоиндукции, тем больше сопротивление первичной обмотки R', и наоборот. Так как имеется вторичная обмотка трансформатора, нагруженная на сопротивление $R_н$, то за счет взаимодействия магнитных полей первичной и вторичной обмоток величина э. д. с. самоиндукции в первичной обмотке трансформатора уменьшится, что приведет к увеличению

[1] Под наибольшей неискаженной мощностью следует понимать ту предельную мощность, которую может отдать лампа при допустимых (заданных) частотных и нелинейных искажениях.

тока I_{m1} и, следовательно, к уменьшению сопротивления R', так как

$$R' = \frac{U_{m1}}{I_{m1}}.$$

При этом чем больше будет ток I_{m2}, протекающий во вторичной обмотке, тем значительнее будет уменьшаться э. д. с. самоиндукции в первичной обмотке трансформатора и тем меньше будет сопротивление R'.

Следовательно, если каким-либо образом менять величину I_{m2}, то можно подобрать величину приведенного сопротивления первичной обмотки R', при которой лампа будет работать в наилучшем режиме с точки зрения отдачи в нагрузку наибольшей неискаженной мощности.

Практически величину тока I_{m2} можно менять путем изменения числа витков вторичной обмотки w_2, т. е. изменением коэффициента трансформации

$$n = \frac{w_2}{w_1},$$

где w_1 и w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора, причем увеличение числа витков w_2 ведет к увеличению тока I_{m2} (уменьшению сопротивления R'), а уменьшение w_2 — к уменьшению I_{m2} (увеличению R'). Таким образом, рассчитав необходимую величину n, можно получить требуемую величину R', при которой лампа будет работать в оптимальном режиме. В зависимости от нагрузки выходной трансформатор может быть понижающим, когда $n = \frac{w_2}{w_1} < 1$, или повышающим, когда $n = \frac{w_2}{w_1} > 1$. Если сопротивление нагрузки $R_н$ меньше требуемого сопротивления анодной нагрузки R', что соответствует применению в качестве нагрузки динамических громкоговорителей, трансформатор должен быть понижающим, так как в этом случае для получения в нагрузке $R_н$ нужной мощности необходимо, чтобы по сопротивлению $R_н$ проходил значительный ток. Если $R_н > R'$, необходим повышающий трансформатор.

Пусть применяется понижающий выходной трансформатор, т. е. $n < 1$. Тогда для эквивалентной схемы вы-

ходного каскада (рис. 5-8) на основе теории работы трансформатора можно написать:

$$U_{m1} = \frac{U_{m2}}{n}; \; I_{m1} = I_{m2} n.$$

Величина приведенного сопротивления первичной обмотки трансформатора, как видно из схемы рис. 5-8, определяется по формуле

$$R' = \frac{U_{m1}}{I_{m1}}.$$

Подставляя в формулу R' выражения для U_{m1} и I_{m1} и заменяя отношение $\frac{U_{m2}}{I_{m2}}$ величиной сопротивления нагрузки $R_н$, получим окончательно:

$$R' = \frac{R_н}{n^2}^{*}. \quad (5\text{-}5)$$

Для расчета электрических параметров выходного трансформатора заменим для переменной составляющей анодного тока схему выходного каскада, изображенную на рис. 5-4, эквивалентной схемой для всего спектра усиливаемых частот (общая эквивалентная схема рис. 5-9). В этой схеме приняты следующие обозначения: R_i — внутреннее сопротивление лампы; r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора; L_{s1} — индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора; R' — сопротивление, вносимое вторичной обмоткой трансформатора в первичную обмотку (приведенное сопротивление полезной нагрузки $R_н$); $R_ж$ — сопротивление, эквивалентное потерям в железе сердечника трансформатора; r'_2 и L'_{s2} — приведенные величины активного сопротивления и индуктивности рассеяния вторичной обмотки трансформатора.

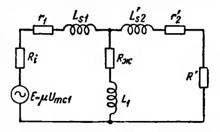


Рис. 5-9. Общая эквивалентная схема усилителя мощности с выходным трансформатором.

* Без учета коэффициента полезного действия трансформатора $\eta_т$.

Из теории трансформаторов известно, что приведенные (перечисленные в первичную обмотку) величины определяются следующим образом:

$$R' = \frac{R_н}{n^2};\ r_2' = \frac{r_1}{n^2};\ L_{s2}' = \frac{L_{s1}}{n^2};\ n = \frac{w_2}{w_1}.$$

При дальнейшем рассмотрении эквивалентных схем величина $R_ж$ учитываться не будет, так как потери в железе сердечников трансформаторов низкой частоты пренебрежимо малы. Индуктивности L_{s1} и L_{s2}' по своему действию эквивалентны магнитному потоку рассеяния той части магнитного поля трансформатора, которое рассеивается в пространство и не участвует в работе трансформатора. Как видно из схемы рис. 5-9, активное сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора относительно приведенного сопротивления полезной нагрузки R' включены последовательно. С учетом этих сопротивлений формула (5-5) примет вид

$$R_а = \frac{R_н}{n^2} + r_1 + r_2'. \tag{5-6}$$

Коэффициент полезного действия трансформатора $\eta_т$ можно выразить формулой

$$\eta_т = \frac{P_{вых}}{P_{вых} + \frac{1}{2} I_{m1}^2 r_1 + \frac{1}{2} I_{m1}^2 r_2'},$$

где $\frac{1}{2} I_{m1}^2 r_1$ и $\frac{1}{2} I_{m1}^2 r_2'$ — потери в первичной и вторичной обмотках трансформатора;

$P_{вых}$ — полезная мощность, отдаваемая в нагрузку $R_н$,

$$P_{вых} = \frac{1}{2} I_{m1}^2 R' = \frac{1}{2} I_{m2}^2 R_н.$$

Подставив значение для $P_{вых}$ в формулу для определения $\eta_т$, получим:

$$\eta_т = \frac{R'}{R' + r_1 + r_2'}.$$

Приведенное сопротивление потерь вторичной обмотки трансформатора r'_2 примерно бывает равным сопротивлению первичной обмотки:

$$r_1 \approx r'_2 \ , \qquad (5\text{-}7)$$

тогда

$$\eta_т = \frac{R'}{R' + 2r_1} = \frac{R'}{R_а} \ ; \qquad (5\text{-}8)$$

так как

$$R_а = R' + 2r_1 \text{ или } R' = R_а - 2r_1,$$

то

$$\eta_т = \frac{R'}{R_а} = \frac{R_а - 2r_1}{R_а} \ .$$

Решив полученное выражение для $\eta_т$ относительно r_1, получим расчетную формулу для определения активного сопротивления первичной обмотки трансформатора:

$$r_1 = \frac{R_а}{2}(1 - \eta_т), \qquad (5\text{-}9)$$

где $R_а$ — величина сопротивления анодной нагрузки, определяемая при расчете усилителя мощности.

Величина $\eta_т$ может быть выбрана из табл. 5-1.

Таблица 5-1

$P_{вых}$, *вт*	От 1 до 10 *вт*	От 10 до 100 *вт*
$\eta_т$	0,75—0,85	0,84—0,93

Для расчета коэффициента трансформации n с учетом коэффициента полезного действия $\eta_т$ подставим в формулу (5-6) значение r_1 из выражения (5-9). Решив полученное выражение относительно n, получим формулу для расчета коэффициента трансформации выходного трансформатора с учетом его к. п. д.:

$$n = \sqrt{\frac{R_а \eta_т}{R_н}} \ . \qquad (5\text{-}10)$$

5-5. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

В усилителе мощности нелинейные искажения возникают в основном за счет нелинейности характеристик лампы выходного каскада, но могут также возникать за счет работы сердечника выходного трансформатора в области криволинейной части характеристики намагничивания. Величина нелинейных искажений зависит от выбора наклона динамической характеристики выходной лампы, т. е. от величины сопротивления анодной нагрузки R_a, а также от амплитуды сигнала на сетке лампы U_{mc1}. Для получения возможно большей выходной мощности на сетку лампы усилителя мощности подается напряжение U_{mc1}, равное по величине или превышающее величину напряжения отрицательного смещения. Это обеспечивает полное использование характеристики лампы, но вместе с тем приводит к возрастанию нелинейных искажений усилителя. По этой причине уровень нелинейных искажений усилителя мощности, как правило, больше уровня искажений усилителя напряжения.

Частотные искажения в усилителе мощности создаются за счет выходного трансформатора, который неравномерно пропускает весь спектр усиливаемых частот и в области граничных частот спектра создает завал частотной характеристики. Рассмотрим более подробно причины возникновения нелинейных и частотных искажений и выведем основные расчетные соотношения для оценки степени этих искажений.

а) Нелинейные искажения

В результате искажения формы сигнала, как это указывалось в гл. 3, на выходе усилителя появляются вторая, третья и т. д. гармоники (высшие гармонические составляющие). При расчетах величины нелинейных искажений обычно учитываются только вторая и третья гармоники, так как более высокие гармонические составляющие малы по амплитуде и практически не вносят существенных искажений. Наиболее простым способом определения коэффициента нелинейных искажений γ является графический метод расчета по динамическим характеристикам.

Имеется два основных случая искажения формы синусоидального сигнала: когда форма искаженного сигнала относительно тока покоя I_0 несимметрична (рис. 5-10) и когда она симметрична (рис. 5-11), но вершины сину-

соид имеют притупленную форму. Такое различие формы искаженных сигналов определяется фазовыми соотношениями между амплитудой первой гармоники и высшими

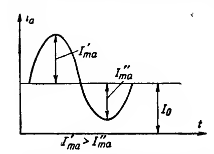


Рис. 5-10. Несимметричная форма кривой анодного тока $I'_{ma} > I''_{ma}$.

Рис. 5-11. Симметричные формы кривой анодного тока $I'_{ma} = I''_{ma}$.

гармоническими составляющими, появившимися из-за нелинейных искажений. Если форма сигнала искажена в основном вследствие появления второй гармоники, т. е. третья гармоника отсутствует, величину γ_2 определяют согласно выражению (3-26) по формуле

$$\gamma_2 = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} . \tag{5-11}$$

Если на форму сигнала в основном влияет амплитуда третьей гармоники, то величину γ_3 определяют по формуле

$$\gamma_3 = \frac{I_{m3}}{I_{m1}} . \tag{5-12}$$

Результирующая величина нелинейных искажений, возникающих за счет действия второй и третьей гармоник, как указывалось в гл. 3, определяется по формуле

$$\gamma_{\text{общ}} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} \tag{5-13}$$

Найдем выражение для расчета γ_2 для наиболее часто встречающегося случая, когда за счет нелинейных характеристик лампы в анодной цепи возникает несимметричный импульс анодного тока, как показано на рис. 5-12.

Для определения γ_2 чаще всего пользуются динамической характеристикой, метод построения которой указан в § 5-8 настоящей главы. При построении динамической характеристики не всегда удается получить равенство отрезков *а* и *б*, как показано на рис. 5-13, так как с увеличением отрицательного напряжения $-E_{c1}$ расстоя-

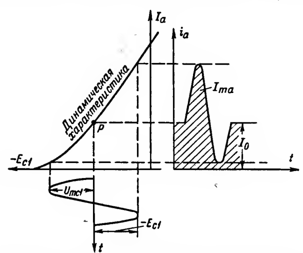


Рис. 5-12. Возникновение несимметричных импульсов анодного тока I_{ma} за счет нелинейности характеристики лампы.

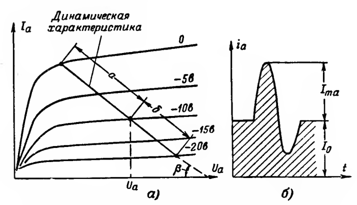


Рис. 5-13. Возникновение несимметричных импульсов анодного тока за счет неравенства отрезков *а* и *б* динамической характеристики.

ние между анодными статическими характеристиками уменьшается и, следовательно, отрезок динамической характеристики *б* может оказаться меньше отрезка *а*.

Несимметричный импульс анодного тока, как показано в гл. 3, можно представить состоящим из амплитуды тока первой гармоники I_{m1}, второй гармоники I_{m2} и приращения тока покоя $\Delta I_а$ (рис. 5-14). Как видно из рис. 5-14, $I_{m2}=\Delta I_а$, так как прирост анодного тока возникает за счет появления амплитуды тока I_{m2}.

Непосредственно из рис. 5-14 следует, что

$$I_{макс}=I_{m1}+2I_{m2};$$

$$I_{мин}=I_{m1}-2I_{m2}.$$

Из этих выражений найдем:

$$I_{макс}+I_{мин}=2I_{m1};$$

$$I_{макс}-I_{мин}=4I_{m2},$$

откуда

$$I_{m1}=\frac{I_{макс}+I_{мин}}{2};$$

$$I_{m2}=\frac{I_{макс}-I_{мин}}{4}.$$

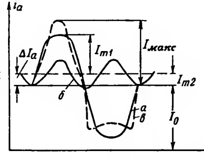


Рис. 5-14. Составляющие несимметричного импульса анодного тока.

а — первая гармоника тока; *б* — вторая гармоника тока; *в* — результирующая кривая анодного тока.

Тогда коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике согласно формуле (5-11) будет:

$$\gamma_2=\frac{I_{m2}}{I_{m1}}=\frac{1}{2}\,\frac{I_{макс}-I_{мин}}{I_{макс}+I_{мин}}. \qquad (5\text{-}14)$$

Из рис. 5-13 видно, что $I_{макс}$ и $I_{мин}$ можно соответственно заменить через

$$I_{макс}=a\sin\beta \quad \text{и} \quad I_{мин}=б\sin\beta.$$

Подставляя эти выражения в (5-14), получим окончательную формулу для расчета нелинейных искажений во второй гармонике:

$$\gamma_2=\frac{1}{2}\,\frac{a-б}{a+б}, \qquad (5\text{-}15)$$

где a и $б$ — отрезки динамической характеристики, выраженные в единицах длины (сантиметрах или миллиметрах).

Рассмотрим метод определения нелинейных искажений, возникающих за счет третьей гармоники, для наиболее часто встречающегося случая, когда вследствие нелинейности характеристик лампы в анодной цепи возникает искаженный симметричный импульс с притупленными вершинами, изображенный на рис. 5-11. Такой искаженный симметричный импульс можно представить (рис. 5-15) состоящим из первой гармоники анодного тока I_{m1} и третьей гармоники анодного тока I_{m3}.

Из рис. 5-15 следует, что

$$I'_{m1} = I_{m1} - I_{m3};$$

$$I = I_{m1} \sin\frac{T}{2} + I_{m3} = \frac{1}{2} I_{m1} + I_{m3}.$$

Полученные уравнения решим относительно I_{m1} и I_{m3}:

$$I_{m1} = \frac{2}{3}(I + I'_{m1}); \quad I_{m3} = \frac{2}{3}\left(I - \frac{I'_{m1}}{2}\right).$$

Подставляя выражения для I_{m1} и I_{m3} в формулу (5-12), получим расчетные формулы для определения нелинейных искажений по третьей гармонике для симметричного искаженного импульса:

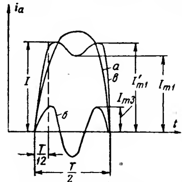


Рис. 5-15. Составляющие симметричного импульса анодного тока.

a — первая гармоника тока I_{m1}; $б$ — третья гармоника тока I_{m3}; $в$ — результирующая кривая анодного тока I'_{m1}

$$\gamma_3 = \frac{I_{m3}}{I_{m1}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2I - I'_{m1}}{I + I'_{m1}}. \qquad (5\text{-}16)$$

Если перейти от величины токов к отрезкам динамических характеристик (рис. 5-16), то получим формулу для расчета нелинейных искажений по третьей гармонике симметричного анодного импульса (отрезки a и $б$ равны):

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2в - a}{a + в}. \qquad (5\text{-}17)$$

Приведенные выше рассуждения и вывод формулы

(5-17) для γ_3 основывались на предположении, что отрезки динамической характеристики *а*, *б*, *г* и *д* равны. На практике очень часто приходится иметь дело с несимметричными импульсами анодного тока, которые содержат составляющие как второй, так и третьей гармоник, при этом отрезки *а*, *б*, а также *в* и *г* будут не равны.

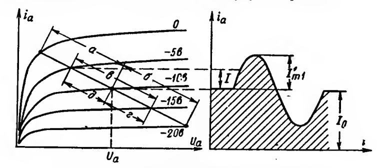


Рис. 5-16. Динамическая характеристика пентода в режиме А.

В этом случае приводимый выше метод расчета γ_3 можно также применить, заменив отрезки *д* и *г* через суммарный отрезок *в* (рис. 5-16).

Тогда формула для расчета величины нелинейных искажений по третьей гармонике примет вид

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2в - (а + б)}{а + б + в}. \qquad (5\text{-}18)$$

Для симметричной кривой анодного тока формулы (5-17) и (5-18) дают один и тот же результат, так как в формуле (5-18) по сравнению с формулой (5-17) числитель и знаменатель увеличены на одну и ту же величину. В то же время неравенство отрезков *а*, *б*, *в* и *г* будет характеризовать величину нелинейных искажений, возникающих за счет третьей гармоники в момент положительного и отрицательного импульсов анодного тока. Коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике может определяться по тем же отрезкам динамической характеристики *а* и *б*.

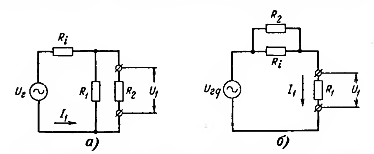
б) Частотные искажения, вносимые усилителем мощности

Частотные искажения усилителя мощности определяются наличием в его схеме реактивных элементов. Для оценки частотных искажений удобно пользоваться экви-

валентной схемой усилителя мощности (рис. 5-9), так как элементы эквивалентной схемы на различных частотах поразному влияют на частотную характеристику усилителя. Эквивалентную схему (рис. 5-9) рассмотрим для трех областей частот:

1) низшие частоты $F_н$ до 200 *гц*;
2) средние частоты $F_{ср}$ от 200 до 3000 *гц*;
3) высшие частоты $F_в$ от 3000 *гц* и выше.

Для упрощения вывода ряда расчетных формул используем теорему об эквивалентном генераторе, согласно которой схему, показанную на рис. 5-17,*а*, можно заме-



Рнс. 5-17. Преобразование схемы *а* в схему *б* согласно теореме об эквивалентном генераторе.

нить схемой рис. 5-17,*б*, при условии что через сопротивление R_1 в этих двух схемах протекают равные токи I_1. Покажем, что для указанных схем это условие выполняется.

Для схемы рис. 5-17,*а* ток генератора $I_г$ равен:

$$I_г = \frac{U_г}{R_i + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}.$$

Напряжение на R_1 и, следовательно, на R_2 будет равно:

$$U_1 = U_2 = I_г \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

тогда ток I_1 через сопротивление R_1 определится выражением

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{I_г \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_1} = I_г \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

В полученную формулу для I_1 подставим значение $I_г$:

$$I_1 = \frac{U_г}{R_i + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_г \cdot \frac{R_2}{R_i R_1 + R_i R_2 + R_1 R_2} =$$

$$= \frac{U_г R_2}{R_1 (R_2 + R_i) + R_i R_2}.$$

Разделим числитель и знаменатель на $R_i + R_2$:

$$I_1 = U_г \cdot \frac{\frac{R_2}{R_i + R_2}}{\frac{R_1 (R_2 + R_i) + R_i R_2}{R_i + R_2}} = U_г \cdot \frac{\frac{R_2}{R_i + R_2}}{R_1 + \frac{R_i R_2}{R_i + R_2}}. \quad (5\text{-}19)$$

Обозначим через q выражение $q = \frac{R_2}{R_i + R_2}$, тогда для схемы рис. 5-17,*а* можно написать:

$$I_1 = \frac{U_г q}{R_1 + R_i q}. \quad (5\text{-}20)$$

Для схемы рис. 5-17,*б* ток I_1 определится формулой

$$I_1 = \frac{U_г q}{R_1 + \frac{R_i R_2}{R_i + R_2}} = \frac{U_г q}{R_1 + R_i q}. \quad (5\text{-}21)$$

Таким образом, можно считать, что схемы 5-17,*а* и *б* равноценны, так как их токи I_1 равны.

Эквивалентная схема для низших частот. В области низших частот ($F_н$) в общей эквивалентной схеме (рис. 5-9) можно пренебречь индуктивностями рассеяния L_{s1} и L_{s2}, так как на этих частотах поток рассеяния практически не влияет на частотную характеристику. Отсутствие влияния потока рассеяния на частотную характеристику можно объяснить тем, что в области $F_н$ сопротивления индуктивностей рассеяния X_{Ls1} и X_{Ls2} малы и на них теряется лишь незначительная часть выходного напряжения. На этом основании обычную эквивалентную схему выходного каскада можно заменить упрощенной эквивалентной схемой (рис. 5-18).

Применяя теорему об эквивалентном генераторе, эквивалентную схему рис. 5-18,*а* заменим схемой рис. 5-18,*б*. Будем считать, что

$$R_i' = R_i + 2r_1 \quad \text{и} \quad g = \frac{R'}{R' + R_i'}$$

согласно выражению (5-19). Параллельную цепь (рис. 5-18,*б*), состоящую из сопротивлений R_i' и R', заменим эквивалентным сопротивлением $R_{экв}$:

$$R_{экв} = \frac{R_i' \, R'}{R_i' + R'} = R_i' q, \tag{5-22}$$

здесь
$$q = \frac{R_1}{R_i' + R'}.$$

Как видно из эквивалентной схемы (рис. 5-18,*б*), завал частотной характеристики в области низших частот будет

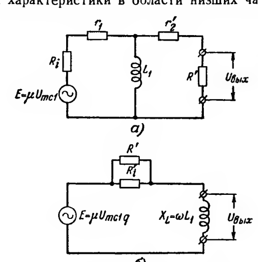


Рис. 5-18. Эквивалентные схемы усилителя мощности с трансформаторным выходом для низких частот.

происходить за счет уменьшения сопротивления X_L первичной обмотки трансформатора, так как в этом случае большая часть выходного напряжения теряется на лампе, а меньшая — выделяется на анодной нагрузке. Для того чтобы завал частотной характеристики не пре-

вышал допустимой величины, индуктивность L_1 рассчитывается с учетом допустимой величины (заданной для расчета) частотных искажений $M_н$:

$$M_н = \frac{K_{ср}}{K_н}.$$

Для определения коэффициента усиления выходного каскада в области низших частот для эквивалентной схемы рис. 5-18,б составим соотношение

$$\frac{U_{вых}}{\mu U_{mc1} q} = \frac{j\omega_н L_1}{R_{экв} + j\omega_н L_1}.$$

Так как

$$K_н = \frac{U_{вых}}{U_{mc1}},$$

то

$$K_н = \mu q \cdot \frac{j\omega_н L_1}{R_{экв} + j\omega_н L_1}.$$

Разделив числитель и знаменатель полученного выражения на $j\omega_н L_1$ и переходя к модулю этого выражения, получим формулу для расчета коэффициента усиления усилителя мощности в области низших частот $F_н$:

$$K_н = \frac{\mu q}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{экв}}{\omega_н L_1}\right)^2}}. \qquad (5\text{-}23)$$

В области средних частот в общей эквивалентной схеме (рис. 5-9) можно пренебречь величинами L_{s1}, L'_{s2} и L_1. Первыми двумя величинами L_{s1} и L'_{s2} можно пренебречь потому, что их сопротивления X_{Ls} на средних частотах малы и, следовательно, на них теряется небольшая часть выходного напряжения, что практически не влияет на частотную характеристику. Индуктивностью L_1 можно пренебречь потому, что ее сопротивление X_{L1} на средних частотах достаточно велико $X_{L1} \gg R'$ и, следовательно, также не влияет на частотную характеристику. На этом основании для средних частот эквивалентная

схема принимает вид, показанный на рис. 5-19. В этой схеме, так же как и в схеме рис. 5-18,*б*, $R_i' = R_i + 2r$. Как видно из рис. 5-19, в эквивалентной схеме на средних частотах отсутствуют реактивные составляющие сопротивлений, и, следовательно, в области средних частот

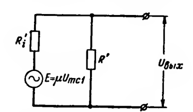


Рис. 5-19. Эквивалентная схема усилителя мощности с трансформаторным выходом для средних частот.

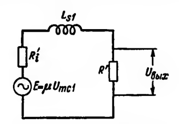


Рис. 5-20. Эквивалентная схема усилителя мощности с трансформаторным выходом для высших частот.

частотные искажения возникать не будут. Для определения коэффициента усиления выходного каскада в области средних частот можно составить следующее соотношение:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{\mu U_{mc1}} = \frac{R'}{R' + R_i'},$$

но

$$K_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{mc1}},$$

тогда

$$K_{\text{ср}} = \mu \cdot \frac{R'}{R' + R_i'}.$$

Поскольку $\frac{R'}{R' + R_i'} = q$, окончательно получим формулу для коэффициента усиления усилителя мощности на средних частотах:

$$K_{\text{ср}} = q\mu. \tag{5-24}$$

В области высших частот в общей эквивалентной схеме (рис. 5-9), так же как и в схеме для средних частот, можно пренебречь величиной L_1, так как ее сопротивление X_L значительно больше R'

$$X_{L1} \gg R'$$

и не будет влиять на частотную характеристику. В то же время на высших частотах значительно возрастает поток рассеяния, так как каждому периоду колебания тока соответствует определенная величина потерь магнитного потока, что соответствует увеличению индуктивности рассеяния L_{s1} и L'_{s2}. Это в свою очередь приводит к увеличению сопротивления индуктивностей рассеяния и, следовательно, к большему падению напряжения на них; при этом напряжение $U_{\text{вых}}$ на нагрузке будет уменьшаться, что соответствует завалу частотной характеристики в области $F_{\text{в}}$.

У наиболее часто применяемых в усилителях мощности выходных понижающих трансформаторов индуктивность рассеяния вторичной обмотки L'_{s2} бывает значительно меньше индуктивности рассеяния первичной обмотки L_{s1}:

$$L'_{s2} \ll L_{s1},$$

поэтому при практических расчетах величиной L'_{s2} можно пренебречь. На этом основании общую эквивалентную схему усилителя можно заменить упрощенной эквивалентной схемой для высших частот, как показано на рис. 5·20. Здесь, как и в предыдущих эквивалентных схемах, $R'_i = R_i + 2r_1$. Для того чтобы завал частотной характеристики в области высших частот не превышал допустимой величины, индуктивность рассеяния L_{s1} рассчитывается из условия допустимой величины (заданной для расчета) частотных искажений

$$M_{\text{в}} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{в}}}.$$

Для определения коэффициента усилителя выходного каскада в области высших частот по эквивалентной схеме рис. 5-20 составим соотношение .

$$\frac{U_{\text{вых}}}{\mu U_{mc1}} = \frac{R'}{R' + R'_i + j\omega_{\text{в}} L_{s1}},$$

но $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{mc1}} = K_{\text{в}}$, тогда

$$K_{\text{в}} = \mu \frac{R'}{R' + R'_i + j\omega_{\text{в}} L_{s1}}.$$

Представим последнее выражение в виде

$$K_{\text{в}} = \mu \frac{R'}{R' + R_i'} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\omega_{\text{в}} L_s}{R' + R_i'}},$$

но $\frac{R'}{R' + R_i'} = q$, в результате чего

$$K_{\text{в}} = \mu q \frac{1}{1 + j \frac{\omega_{\text{в}} L_{s1}}{R' + R_i'}}.$$

Беря модуль этого выражения, получаем формулу для расчета коэффициента усиления усилителя мощности на высших частотах:

$$K_{\text{в}} = \mu q \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{\text{в}} L_{s1}}{R' + R_i'}\right)^2}}. \tag{5-25}$$

На основе рассмотренных эквивалентных схем можно сделать вывод, что в области низших частот ($F_{\text{н}}$) завал частотной характеристики происходит за счет уменьшения индуктивного сопротивления X_L, а в области высших частот ($F_{\text{в}}$) — за счет увеличения индуктивного сопротивления X_{Ls}. Чтобы завал частотной характеристики в области $F_{\text{н}}$ и $F_{\text{в}}$ не превышал допустимой величины, как указывалось выше, необходимо рассчитать величины L_1 и L_{s1} на основе (заданных для расчета) величин частотных искажений $M_{\text{в}}$ и $M_{\text{н}}$.

Для вывода формул, позволяющих определить L_1 и L_{s1}, найдем выражение для частотных искажений в области низших и высших частот $M_{\text{н}}$ и $M_{\text{в}}$.

Для низших частот $M_{\text{н}} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{н}}}$, подставив вместо $K_{\text{ср}}$ и $K_{\text{н}}$ их выражения (5-24) и (5-23), получим:

$$M_{\text{н}} = \frac{\mu q}{\frac{\mu q}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{\text{экв}}}{\omega_{\text{н}} L_1}\right)^2}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{\text{экв}}}{\omega_{\text{н}} L_1}\right)^2}. \tag{5-26}$$

Решив полученное уравнение относительно L_1, получим формулу для определения индуктивности первичной обмотки выходного трансформатора:

$$L_1 = \frac{R_{экв}}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}}. \qquad (5\text{-}27)$$

Зная величину L_1, можно определить число витков первичной обмотки w_1. Для высших частот $M_в = \frac{K_{ср}}{K_в}$. Подставив вместо $K_{ср}$ и $K_в$ соответствующие им выражения (5-24) и (5-25), получим:

$$M_в = \frac{\mu q}{\dfrac{\mu q}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega_в L_{s1}}{R' + R_1'}\right)^2}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_в L_{s1}}{R' + R_i'}\right)^2}. \qquad (5\text{-}28)$$

Решив полученное уравнение относительно L_{s1}, получим формулу для определения индуктивности рассеяния первичной обмотки выходного трансформатора:

$$L_{s1} = \frac{R' + R_i'}{\omega_в} \sqrt{M_в^2 - 1}. \qquad (5\text{-}29)$$

Полученная величина L_{s1} сравнивается с величиной L_{s1}, определяемой при конструктивном расчете трансформатора ($L_{s1\,констр}$), которая зависит от способа намотки трансформатора. Для того чтобы частотные искажения в области высших частот $M_в$ не превышали допустимой (заданной при расчете) величины, необходимо чтобы $L_{s1} \geqslant L_{s1\,констр}$.

Отношение индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора L_{s1} к индуктивности первичной обмотки трансформатора L_1 называется коэффициентом рассеяния трансформатора и обозначается σ, $\sigma = \frac{L_{s1}}{L_1}$. Практически для сердечников трансформатора из обычной трансформаторной стали трудно сделать величину σ меньше 0,002—0,003, так как это сильно усложняет конструкцию трансформатора. Применение сердечников из

пермаллоя дает для величины σ значения порядка 0,001 и меньше.

При расчете усилителей мощности на пентодах или лучевых тетродах обычно выполняется условие $R_i \gg R'$ и $R_i \gg r_1$, что позволяет формулы (5-27) и (5-29) упростить, не снижая точности расчета. В формуле (5-27) для определения L_1 величину $R_{экв}$ можно заменить величиной сопротивления анодной нагрузки $R_а$, которая определяется из расчета или берется из справочников по электронным лампам. В этом случае формула (5-27) принимает вид

$$L_1 = \frac{R_а}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}}. \qquad (5\text{-}30)$$

Соответственно в формулу (5-29) для определения L_{s1} вместо величины R' и R_i' подставляют величины $R_а$ и R_i. Тогда формула (5-29) примет вид

$$L_{s1} = \frac{R_а + R_i}{\omega_в} \sqrt{M_в^2 - 1}. \qquad (5\text{-}31)$$

При расчете усилителя мощности на триоде величину $R_{экв}$ в формуле (5-27) нельзя заменять величиной $R_а$, так как сопротивление нагрузки $R_а$ [величина которой чаще всего выбирается из условия $R_а = (2 \div 3) R_i$] становится соизмеримым с внутренним сопротивлением лампы R_i. Кроме того, из-за сравнительно небольшого внутреннего сопротивления триодов становятся также соизмеримыми величины R_i и r_1. В соответствии с этим в формулу (5-27) для расчета L_1 подставляется величина $R_{экв}$, которую определяют по формуле

$$R_{экв} = \frac{(R_а - 2r_1)(R_i + 2r_1}{R_а + R_i}. \qquad (5\text{-}32)$$

Соответственно выражение (5-29) для расчета L_{s1} будет иметь вид

$$L_{s1} = \frac{R_а + R_i}{\omega_в} \sqrt{M_в^2 - 1}. \qquad (5\text{-}33)$$

5-6. ДВУХТАКТНАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Рассмотрим работу двухтактной схемы усилителя мощности с входным трансфоматором (рис. 5-21). При подключении источников питания и при отсутствии сигнала на входе усилителя в анодных цепях и цепях экранирующих сеток начнут протекать постоянные токи, направление которых указано на схеме рис. 5-21.

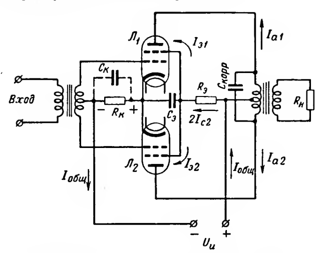


Рис. 5-21. Двухтактная схема усилителя мощности на лучевых тетродах.

Примем следующие обозначения:

I_{a1} и I_{a2} — анодные токи ламп $Л_1$ и $Л_2$, т. е. ламп первого и второго плеч схемы;

$I_{э1}$ и $I_{э2}$ — токи экранирующих сеток;

$I_{общ}$ — общий ток в проводах, подводящих анодное питание.

Так как в схеме должны применяться однотипные лампы, то будем считать, что

$$I_{a1} = I_{a2} = I_a \quad и \quad I_{э1} = I_{э2}.$$

Ток $I_{общ}$, проходя через сопротивление $R_к$, создает на нем падение напряжения, являющееся напряжением отрицательного смещения ламп $Л_1$ и $Л_2$. Так как анодные токи I_{a1} и I_{a2} через первичную обмотку трансформатора проходят в противоположных направлениях, результи-

рующий магнитный поток первичной обмотки выходного трансформатора равен нулю:

$$\Phi_{рез} = A(I_{a1} - I_{a2}) = 0,$$

где A — коэффициент пропорциональности.

При подаче на вход схемы напряжения сигнала на управляющие сетки ламп обоих плеч будет поступать

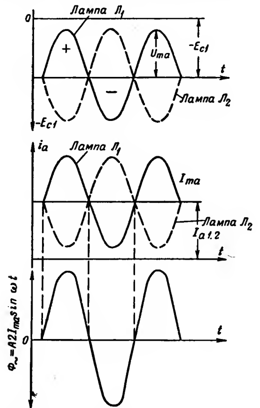


Рис. 5-22. Графическое изображение работы двухтактной схемы.

напряжение сигнала U_{mc1} со сдвигом по фазе на 180°; если, например, на сетку лампы первого плеча будет подаваться положительная полуволна напряжения, то на сетке лампы второго плеча будет отрицательная полу-

волна. Вследствие этого возникнет соответствующее изменение анодного тока, как показано на рис. 5-22, причем в одном из плеч схемы будет протекать ток $I_a + I_{ma} \sin \omega t$, а в другом плече

$$I_a + I_{ma} \sin (\omega t + 180^\circ) = I_a - I_{ma} \sin \omega t.$$

Результирующий магнитный поток первичной обмотки трансформатора будет пропорционален двойной амплитуде переменной составляющей анодного тока

$$\Phi = A\,[(I_{a1} + I_{ma} \sin \omega t) - (I_{a2} - I_{ma} \sin \omega t)] = A2I_{ma} \sin \omega t.$$

Этот магнитный поток во вторичной обмотке трансформатора создает переменное напряжение, в 2 раза большее, чем в однотактной схеме. Двухтактная схема выходного каскада имеет ряд преимуществ перед однотактной схемой:

1. В двухтактной схеме сердечник выходного трансформатора не подмагничивается постоянным током, поэтому размеры сердечника могут быть значительно меньше, чем в однотактной схеме.

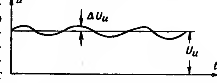


Рис. 5-23. График пульсирующего анодного напряжения выпрямителя.

2. При питании анодов ламп от выпрямителя можно применять более простой сглаживающий фильтр. Это можно объяснить следующим образом. Предположим, что напряжение выпрямителя, питающего аноды ламп, пульсирует, как показано на рис. 5-23.

Тогда в один момент на аноды ламп двух плеч схемы будет действовать напряжение $U_{ист} + \Delta U_{ист}$, а в другой момент $U_{ист} - \Delta U_{ист}$, и, следовательно, анодные токи I_{a1} и I_{a2} будут одновременно увеличиваться или уменьшаться. Поскольку токи в первичной обмотке трансформатора направлены в противоположные стороны, то результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ от изменения этих токов будет равен нулю.

Таким образом, во вторичной обмотке трансформатора э. д. с. фона с частотой выпрямляемого напряжения будет равна нулю или иметь небольшую величину в случае различия характеристик ламп.

3. Двухтактная схема создает меньшую величину нелинейных искажений за счет уничтожения четных гармоник. Это можно объяснить с помощью графика рис. 5-24. Пусть в анодной цепи лампы первого плеча под действием напряжения сигнала появился положительный импульс анодного тока I_{ma}; вследствие нелинейности характеристик ламп, предположим, возникнут гармоники, на-

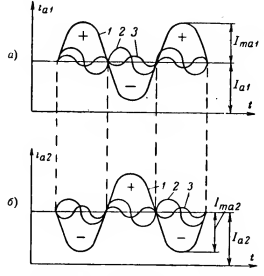


Рис. 5-24. Графическое изображение анодных токов в первом и втором плечах двухтактиой схемы.

1 — амплитуда первой гармоники; *2* — амплитуда второй гармоники; *3* — амплитуда третьей гармоники.

пример вторая и третья. В этот момент в анодной цепи лампы второго плеча образуется импульс анодного тока, сдвинутый по фазе относительно импульса тока в первом плече на 180°, т. е. возникнет отрицательный импульс анодного тока, который также будет содержать составляющие второй и третьей гармоник. Таким образом, электрические процессы, происходящие в анодных цепях обоих плеч схемы, сдвинуты по фазе на 180°. На этом основании можно отрицательный импульс анодного тока, изображенный на рис. 5-24,*а*, перенести на рис. 5-24,*б* и совместить

его по времени с положительным импульсом графика на рис. 5-24,*а*. На рис. 5-24,*а* и *б* видно, что амплитуды второй гармоники иаходятся в фазе, т. е. в обоих плечах протекает ток второй гармоники, одновремению возрастающий или убывающий по амплитуде. Очевидно, это справедливо и для всех других четных гармоиик. Так как эти токи в первичной обмотке трансформатора проходят в противоположных иаправлениях, то создаваемое ими магиитиое поле будет равно нулю:

$$\Phi_2 = A(i_{a2(I)} - i_{a2(II)}) = 0,$$

где A — коэффициент пропорциональности;

$i_{a2(I)}$ и $i_{a2(II)}$ — токи второй гармоники в первом и втором плечах схемы.

Амплитуды третьей и всех нечетных гармоник, как видно из графика иа рис. 5-24, иаходятся в противофазе, равно как и амплитуды первой гармоники, и, следовательно, магнитные поля, созданиые этими токами, уничтожаться ие будут.

Таким образом, если все четные гармоники, в том числе иаиболее интенсивная вторая гармоника, будут уничтожены, то величина нелинейиых искажений γ также уменьшится, так как

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \ldots + I_n^2}}{I_1}.$$

Практически полной симметрии схемы достигнуть невозможно, например из-за иеизбежного разброса параметров ламп. Поэтому четные гармоиики в двухтактной схеме полностью ие уиичтожаются, ио их амплитуда значительно уменьшается. Если ие учитывать асимметрии двухтакгной схемы, то величину нелинейных искажений следует подсчитывать только по третьей гармонике, т. е. $\gamma_3 = \frac{I_3}{I_1}$.

Для количественной оцеики величины иелинейных искажений, вызваиных второй гармоникой, вводится коэффициент асимметрии x, показывающий, иасколько анодиый ток лампы одного из плеч схемы больше анодного тока лампы другого плеча,

$$i_{a1} = i_{a2}(1 + x).$$

С учетом этого коэффициента x общая величина нелинейных искажений двухтактной схемы усилителя мощности может быть определена по формуле

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\gamma_2\right)^2 + \gamma_3^2}, \qquad (5\text{-}34)$$

где x — коэффициент асимметрии, для подобранных ламп он должен быть равен 0,2—0,3, а для неподобранных 0,4—0,5;

γ_2 и γ_3 — коэффициенты нелинейных искажений за счет второй и третьей гармоник, которые определяются так же, как и для однотактной схемы.

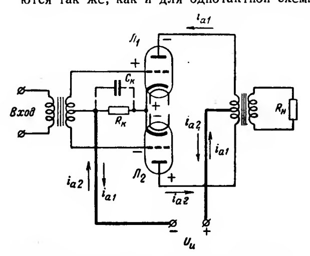


Рис. 5-25. Схема двухтактного каскада-усилителя мощности с обозначением направления переменных составляющих анодного тока.

4. Отсутствие в проводах, подводящих анодное напряжение, переменной составляющей анодного тока, благодаря чему при подобранных лампах конденсатор $C_к$ можно не включать. Кроме того, отсутствие переменной составляющей в проводах анодного питания уменьшает вероятность самовозбуждения многокаскадного УНЧ, о чем более подробно говорится в гл. 7.

Для иллюстрации указанного свойства двухтактного усилителя рассмотрим схему рис. 5-25. При подаче на вход усилителя сигнала между катодом и анодом ламп

появляется переменное напряжение усиленного сигнала, вызывающее появление в анодных цепях переменных составляющих анодных токов i_{a1} и i_{a2}.

В проводах, подводящих анодное питание, изображенных на схеме рис. 5-25 утолщенными линиями, переменные составляющие анодных токов текут в противоположных направлениях и в случае применения однотипных по параметрам ламп взаимно уничтожаются. Следовательно,

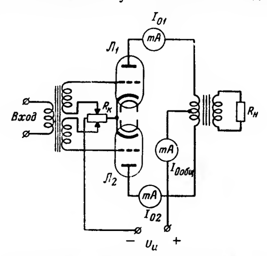


Рис. 5-26. Схема двухтактного усилителя мощности с регулировкой отрицательного напряжения, подаваемого на управляющие сетки ламп.

в проводах, подводящих анодное питание, будет протекать только постоянная составляющая анодных токов и токов экранирующих сеток $I_{\text{а.общ}}$:

$$I_{\text{а общ}} = (I_{01} + i_{a1}) + (I_{02} - i_{a2}) = 2I_0.$$

Указанные выше преимущества двухтактной схемы справедливы для случая, когда лампы обоих плеч подобраны, например, по равенству анодных токов покоя $I_{01} = I_{02}$. Отсутствие асимметрии в схемах можно определить по миллиамперметру, включенному в плюсовой провод источника анодного питания (рис. 5-26). При одинаковых лампах через прибор будет протекать только постоянная составляющая тока $I_{\text{общ}}$ и стрелка прибора при

работе усилителя менять свое положение не будет. При отсутствии симметрии в схеме через миллиамперметр будет проходить и переменная составляющая, что вызовет в отдельные моменты колебания стрелки.

Если лампы не подобраны, но по условиям эксплуатации схема должна работать симметрично, то можно, изменяя величину отрицательного напряжения на сетках ламп (рис. 5-26), добиться равенства токов I_{a1} и I_{a2}, о чем можно судить по показаниям миллиамперметров в анодных цепях обеих ламп. Двухтактная схема также дает возможность применить режимы В и АВ, что значительно повысит к. п. д. выходного каскада.

Наряду с перечисленными выше преимуществами двухтактная схема обладает и некоторыми недостатками:

1. Входное напряжение U_{mc1} в двухтактной схеме выходного каскада при прочих равных условиях должно быть вдвое больше, чем в однотактной схеме.

2. Напряжения, подаваемые на сетки ламп, должны быть сдвинуты на 180°, для чего нужен входной трансформатор или специальная фазопереворачивающая схема (фазоинвертор).

3. Возникновение значительных частотных искажений в случае применения входного трансформатора.

В современной аппаратуре, как правило, вместо входного трансформатора применяются фазоинверсные схемы на сопротивлениях.

5-7. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ФАЗОИНВЕРСНЫЕ СХЕМЫ ПЕРЕХОДА С ОДНОТАКТНОГО КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ НА ДВУХТАКТНЫЙ

В настоящее время известно много разнообразных схем УНЧ, из которых наиболее часто применяются:

1) схема с разделенной (на две части) нагрузкой предоконечного каскада (рис. 5-27);

2) схема с применением дополнительной лампы для изменения фазы напряжения сигнала на 180°.

Лампа $Л_1$ в первой схеме имеет нагрузку, разделенную на две части, из которых одна часть включена в анодную цепь, а другая в катодную. Отрицательное напряжение на сетку лампы $Л_1$ подается с сопротивления $R_к$, зашунтированного конденсатором $C_к$. Следовательно, сопротивление $R_к$ не влияет на распределение

переменной составляющей анодного напряжения между анодным и катодным сопротивлениями.

Для того чтобы выходной каскад, собранный по двухтактной схеме на лампах $Л_2$ и $Л_3$, работал симметрично, нужно, чтобы на управляющие сетки этих ламп подавались напряжения сигнала, равные по амплитуде и противоположные по фазе. Как видно из схемы рис. 5-27, это

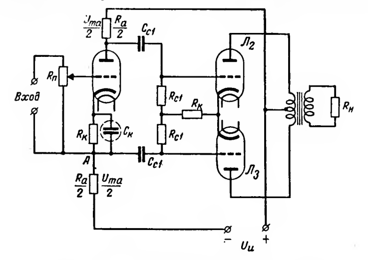


Рис. 5-27. Схема фазоинверсного каскада с раздельной нагрузкой.

достигается включением в анодную и катодную цепи сопротивлений $R_{\infty}/2$.

К недостатку этой схемы можно отнести возможность появления фона переменного тока на выходе усилителя вследствие того, что катод лампы $Л_1$ (точка A) по отношению к шасси будет по переменной составляющей напряжения U_{ma} иметь отличный от нуля потенциал.

Более совершенной схемой является так называемая самобалансирующаяся фазоинверсная схема (рис. 5-28), в которой для изменения фазы напряжения служит дополнительная лампа. Обычно в таких схемах в качестве предоконечной лампы используется двойной триод.

Примем, что лампы $Л_1$ и $Л_2$ при работе эквивалентны генераторам переменного напряжения, которые в соответствующих цепях вызывают прохождение перемен-

ных токов. Лампа $Л_1$ создает ток i_{a1}, который проходит через конденсатор и далее через сопротивления R_1, R_2 и $R_{бал}$, вызывая на них падение напряжения с полярностью, указанной на схеме рис. 5-28. На сопротивлении R_2 создается падение напряжения, которое подается на сетку лампы $Л_2$. Сопротивление R_2 рассчитывается так, чтобы снимаемое с него напряжение сигнала было равно напряжению сигнала, подаваемого на сетку лампы $Л_1$

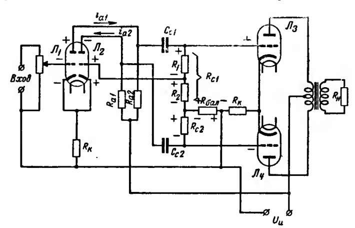


Рис. 5-28. Самобалансирующая фазоинверсная схема двухтактного усилителя мощности.

Лампа $Л_2$ при работе будет также создавать в цепи ток i_{a2}, который, проходя через $R_к$ ламп $Л_1$, $Л_2$ и далее через $R_{бал}$, R_{c2} и C_{c2}, вызывает падение напряжения с полярностью, указанной на схеме. Если параметры ламп $Л_1$ и $Л_2$ одинаковы и если $R_{a1}=R_{a2}$, $R_{c1}=R_{c2}$, то на управляющие сетки ламп выходного каскада (лампы $Л_3$ и $Л_4$) поступят напряжения U_{mc1}, равные по амплитуде и противоположные по фазе, что необходимо для нормальной работы выходного каскада. В этом случае падение напряжения на балансировочном сопротивлении $R_{бал}$ равно нулю. Балансировочное сопротивление служит для поддержания равенства переменных напряжений на сетках ламп $Л_3$ и $Л_4$, если имеется некоторый разброс параметров ламп $Л_1$ и $Л_2$. Предположим, что $R_{бал}$ в схеме отсутствует и что за счет разброса параметров ламп

коэффициент усиления одной из ламп, например лампы $Л_1$, больше коэффициента усиления лампы $Л_2$. В этом случае переменные токи i_{a1} i_{a2} в цепях ламп $Л_1$ и $Л_2$ не равны между собой и, в частности, ток i_{a1} больше тока i_{a2}. В результате переменное напряжение на сетке лампы $Л_3$ увеличится по сравнению с напряжением на сетке лампы $Л_4$ и, следовательно, нарушится симметричная работа выходного каскада. При наличии балансировочного сопротивления $R_{бал}$ за счет неравенства токов, создаваемых лампами $Л_1$ и $Л_2$, на сопротивлении $R_{бал}$ возникнет падение напряжения, которое будет складываться с напряжением, действующим на сопротивлении R_2.

В результате на сетке лампы $Л_2$ напряжение сигнала увеличится, что приведет к выравниванию напряжений на сетках ламп $Л_3$ и $Л_4$. Таким образом, за счет сопротивления $R_{бал}$ происходит самобалансирование схемы. Величину сопротивления R_2 можно найти из формулы

$$K=\frac{R_1+R_2}{R_2}=\frac{R_{c1}}{R_2},$$

тогда

$$R_2=\frac{R_{c1}}{K}, \qquad (5\text{-}35)$$

где K — коэффициент усиления каскада с лампой $Л_1$ или $Л_2$.

Сопротивление $R_{бал}$ обычно берут равным R_{c1} и R_{c2}.

5-8. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ПЕНТОДЕ ИЛИ ЛУЧЕВОМ ТЕТРОДЕ В РЕЖИМЕ А

В расчет усилителя мощности входит определение параметров и электрических данных деталей схемы, изображенной на рис. 5-29. Конструктивный расчет выходного трансформатора производится на основе данных, полученных при расчете выходного каскада.

Для расчета усилителя мощности обычно бывают заданы: выходная мощность $P_{вых}$, коэффициент нелинейных искажений γ, коэффициенты частотных искажений $M_н$ и $M_в$, сопротивление внешней нагрузки $R_н$ и границы диапазона усиливаемых частот $F_н - F_в$. Расчет усилителя мощности ведется в следующей последовательности:

1. Для выбора лампы усилителя мощности определяется мощность P_1, которую должна отдать лампа с учетом к. п. д. трансформатора $\eta_т$:

$$P_1 = \frac{P_{вых}}{\eta_т}. \quad (5\text{-}36)$$

Величина $\eta_т$ выбирается из табл. 5-1.

2. После этого по справочнику электровакуумных приборов выбирается лампа, удовлетворяющая условию

$$P_{вых} \geqslant P_1.$$

Для выбранной лампы выписываются необходимые для расчета электрические параметры лампы:

$$U_а;\ U_э;\ I_э;\ \mu;\ R_i;\ P_а \text{ и } -E_{c1}.$$

3. Определение оптимальной величины сопротивления нагрузки $R_а$, полезной мощности P_1, которую может отдать лампа, величины коэффициента нелинейных искажений γ_1 и мощности рассеяния на аноде $P_а$ производится графическим методом, который для практических целей дает вполне удовлетворительные результаты. Для этого строится динамическая характеристика в системе анодных статических характеристик выбранной лампы. Для построения динамической характеристики находится рабочая точка P, для чего на оси абсцисс из точки, соответствующей табличным данным нормального анодного напряжения $U_а$ (рекомендованного заводом), восстанавливается перпендикуляр до пересечения с той статической характеристикой, у которой отрицательное напряжение на сетке лампы $-E_{c1}$ также соответствует табличной величине $-E_{c1}$.

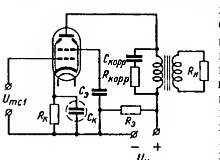


Рис. 5-29. Схема усилителя мощности на лучевом тетроде.

Это объясняется тем, что амплитуду переменного напряжения на сетке U_{mc1} в режиме А обычно выби-

рают равной напряжению смещения E_{c1}, что соответствует наиболее полному использованию характеристики лампы при работе без токов сетки. Через полученную рабочую точку P проводится динамическая характеристика, как показано на рис. 5-30. Наклон динамической характеристики подбирается так, чтобы отрезки a и $б$ по длине мало отличались друг от друга или чтобы

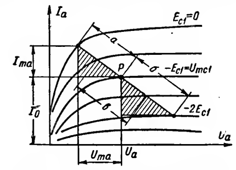


Рис. 5-30. Динамическая характеристика пентода в режиме А.

(в лучшем случае) были равны между собой. Для того чтобы не возник сеточный ток, верхний конец динамической характеристики не должен заходить в область положительных сеточных напряжений, т. е. верхний конец динамической характеристики должен находиться на характеристике с нулевым или отрицательным сеточным потенциалом.

Полезная мощность, отдаваемая лампой, численно равна площади одного из треугольников, построенного на динамической характеристике, и может быть рассчитана по формуле

$$P_{1\text{расч}} = \frac{I_{ma}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{ma}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{ma}U_{ma}}{2}. \qquad (5\text{-}37)$$

Если треугольники по площади не равны между собой, то мощность $P_{1\text{расч}}$ определяется еще по второму треугольнику, а затем находится среднее арифметическое значение мощности. Полученное значение мощности должно быть равно или несколько больше полученной ранее мощности P_1. Если полезная мощность, рассчитанная по

треугольникам динамической характеристики, получится значительно меньше ранее рассчитанной мощности P_1, и выбрать лампу с меньшей выходной мощностью не представляется возможности, следует уменьшить амплитуду сигнала на сетке U_{mc1} при той же величине смещения на сетке лампы E_{c1}. В этом случае отрезки динамической характеристики a и $б$ будут соответственно меньшей длины.

Амплитуду сигнала U_{mc1} в этом случае можно рассчитать по формуле

$$U_{mc1}=\frac{1+\alpha}{\mu}\sqrt{\frac{2P_{1расч}R_i}{\alpha}}, \qquad (5\text{-}38)$$

где $\alpha=\frac{R_а}{R_i}$ — коэффициент анодной нагрузки, берется порядка $\alpha=0,2\div0,25$.

4. Коэффициент нелинейных искажений определяется по второй и третьей гармоникам согласно формулам (5-15), (5-18) и (5-13):

$$\gamma_2=\frac{1}{2}\cdot\frac{a-б}{a+б};\ \gamma_3=\frac{1}{2}\cdot\frac{2в-(a+б)}{a+б+в},\ \gamma_{общ.расч}=\sqrt{\gamma_2^2+\gamma_3^2}.$$

Должно выполняться условие

$$\gamma_{общ.расч}\leqslant\gamma_{общ.задан}.$$

5. Мощность рассеяния на аноде определяется по формуле

$$P_{а.расч}=I_0U_а, \qquad (5\text{-}39)$$

где I_0 и $U_а$ — величины анодного тока покоя и напряжения на аноде, определяемые по динамической характеристике (рис. 5-30). Для нормальной работы лампы должно выполняться условие

$$P_{а.расч}\leqslant P_{а.таб},$$

в противном случае возможен перегрев анода и выход лампы из строя за счет ухудшения вакуума лампы.

6. Сопротивление анодной нагрузки $R_а$ (оптимальная величина) определяется по формуле

$$R_а=\frac{U_{ma}}{I_{ma}}. \qquad (5\text{-}40)$$

7. Индуктивность первичной обмотки трансформатора определяется по формуле (5-30):

$$L_1 = \frac{R_а}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}} \quad [гн].$$

8. Индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора рассчитывается по формуле (5-31):

$$L_{s.расч} = \frac{R_а + R_i}{\omega_в} \sqrt{M_в^2 - 1} \quad [гн].$$

9. Коэффициент трансформации выходного трансформатора n определяется по формуле (5-10):

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{R_а \eta_т}}.$$

10. Напряжение источника анодного питания с учетом напряжения автоматического смещения рассчитывается по формуле

$$U_{ист} = U_а + |-E_{c1}| + I_0 r_1, \tag{5-41}$$

где r_1 — активное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора, определяемое по формуле

$$r_1 \approx \frac{R_а}{2}(1 - \eta_т);$$

$U_а$, E_{c1} и I_0 определяются по динамической характеристике (рис. 5-30).

11. Расчет элементов схемы $R_к$ и $R_э$ производится по формулам

$$R_э = \frac{U_{ист} - (U_э + |-E_{c1}|)}{I_э} \tag{5-42}$$

и

$$R_к = \frac{|-E_{c1}|}{I_0 + I_э}; \tag{5-43}$$

величины $U_э$ и $I_э$ выбираются из справочника по электровакуумным приборам.

12. Расчет емкостей $C_к$ и $C_э$ производится из условия, что их сопротивление X_c на самой низкой частоте

заданного диапазона частот должно быть в 5 раз меньше соответствующих сопротивлений $R_к$ и $R_э$. Тогда

$$C_к = \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0,2R_к} \quad [мкф]$$

и соответственно (5-44)

$$C_э = \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0,2R_э} \quad [мкф].$$

13. Коэффициент усиления каскада определяется по формуле

$$K = \mu \frac{R_а}{R_а + R_i} \approx SR_а.$$

Если в результате расчета не выполняются поставленные условия в отношении величин $P_{вых}$ и $\gamma_{общ}$, то надо изменить наклон динамической характеристики или одновременно с этим в небольших пределах изменить величины $U_а$ и $-E_{c1}$. При этом надо иметь в виду, что увеличение $U_а$ при том же значении $-E_{c1}$ или уменьшение $-E_{c1}$ при том же значении $U_а$ может привести к увеличению $P_а$, при котором не будет выполняться условие $P_{а.расч} \leqslant P_{а.доп}$. Следовательно, для сохранения этого условия при увеличении $U_а$ следует несколько увеличивать $-E_{c1}$, а при уменьшении $-E_{c1}$ несколько уменьшать $U_а$. Для выполнения условия $P_{а.расч} \leqslant P_{а.доп}$ при построении динамической характеристики определяется величина тока покоя I_0:

$$I_0 \leqslant \frac{P_{а.доп}}{U_а};$$

ток покоя в рабочей точке P не должен превышать полученной величины I_0.

При расчете усилителя мощности обычно строится ряд динамических характеристик, по которым определяются величины $P_{вых}$, $\gamma_{общ}$, $P_а$ и $R_а$. Полученные данные заносятся в таблицу. Наивыгоднейший наклон динамической характеристики будет такой, когда при выполнении условий получения необходимой мощности $P_{вых}$ и допустимой величины $P_а$ получается наименьшая величина $\gamma_{общ}$ при наименьшей величине сопротивления

анодной нагрузки $R_а$. Если эти условия выполнить не удается, то следует выбрать динамическую характеристику с возможно меньшей величиной $R_а$ при условии, что величины $P_{вых}$, $\gamma_{общ}$, $P_а$, рассчитанные по этой характеристике, удовлетворяют техническому заданию на расчет. Выбор наименьшей величины $R_а$ объясняется тем, что с уменьшением $R_а$ уменьшаются величины L_1 и L_{s1}. Это обеспечит экономию цветных металлов (так как потребуется меньшее число витков обмоток трансформатора), а также облегчит конструктивное выполнение выходного трансформатора.

14. Расчет корректирующих элементов $R_{корр}$ и $C_{корр}$. Как следует из выражения (5-30), при данной величине L_1 выбранный наклон динамической характеристики будет сохраняться только в том случае, если на входе усилителя имеется напряжение сигнала с частотой $F_н$. С увеличением частоты сигнала возрастет сопротивление анодной нагрузки и, следовательно, изменится наклон динамической характеристики. В данном случае она расположится более полого (рис. 5-31), что приведет к возникновению значительных нелинейных искажений. Увеличение сопротивления $R_а$ с увеличением частоты объясняется тем, что значительно возрастает индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора. В этом случае анодную нагрузку лампы нельзя считать активной, так как она становится комплексной. Для того чтобы при работе усилителя наклон динамической характеристики не изменялся или менялся незначительно, включаются $R_{корр}$ и $C_{корр}$, которые обеспечивают сравнительно малое изменение сопротивления анодной нагрузки в широком диапазоне усиливаемых частот. Это объясняется тем, что с ростом частоты сопротивление первичной обмотки транс-

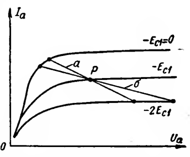


Рис. 5-31. Изменение наклона динамической характеристики при изменении частоты входного сигнала.

а — динамическая характеристика при частоте сигнала, равной $F_н$; *б* — динамическая характеристика при частоте сигнала, большей $F_н$.

форматора X_{L1} увеличивается, а сопротивление корректирующей емкости $X_{c_{корр}}$ уменьшается. В области высших частот при наличии $R_{корр}$ и $C_{корр}$ лампа нагружена на контур, показанный на рис. 5-32. В этой схеме

$$L_а = L_{s1} + L_н n^2; \; R_а = R_н n^2 + 2r_1,$$

где L_{s1} — индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора;

$R_н$ и $L_н$ — активное сопротивление и индуктивность нагрузки.

Можно подобрать параметры контура так, что сопротивление контура не будет меняться с изменением частоты. Это возможно при выполнении следующего условия:

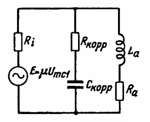


Рис. 5-32. Эквивалентная схема анодной нагрузки при наличии $R_{корр}$ и $C_{корр}$.

$$R_{корр} = R_а = \sqrt{\frac{L_а}{C_{корр}}}. \quad (5\text{-}45)$$

Тогда полное сопротивление контура, показанного на рис. 5-32 ($Z_а$), будет чисто активным и будет выполняться равенство

$$Z_а = R_а.$$

При расчете $R_{корр}$ для уменьшения потерь выбирают $R_{корр} > R_а$, а именно $R_{корр} = (2 \div 3) R_а$; тогда из формулы (5-45) находим:

$$C_{корр} = \frac{L_{s1} + \frac{L_н}{n^2}}{R^2_{корр}} \cdot 10^{12} \; [пф].$$

Величины L_{s1} и $L_н$ подставляются в генри, $R_{корр}$—в омах.

В ряде схем $R_{корр}$ делают переменным и тогда, изменяя величину $R_{корр}$, можно менять тембр передачи. При уменьшении $R_{корр}$ будут подчеркиваться низкие звуковые частоты, а при увеличении $R_{корр}$—высшие звуковые частоты. В конце расчета усилителя мощности необходимо определить мощность рассеяния на сопротивлениях $R_к$ и $R_э$, чтобы выбрать тип сопротивления. Кроме того,

надо также выбрать тип конденсаторов в соответствии с их емкостью и величиной рабочего напряжения.

Пример расчета усилителя мощности на лучевом тетроде в режиме А

Задание. Рассчитать каскад усилителя мощности на лучевом тетроде в режиме А по однотактной схеме для получения заданной мощности $P_{вых}$ при наименьших величинах нелинейных искажений γ и сопротивления анодной нагрузки $R_а$.

Для расчета заданы:

1) полоса частот от $F_н = 60$ *гц* до $F_в = 6\,000$ *гц* при частотных искажениях 2 *дб* ($M_н = M_в = 1{,}25$);

2) выходная мощность $P_{вых} = 4$ *вт*;

3) нелинейные искажения $\gamma = 10\%$;

4) сопротивление внешней нагрузки $R_н = 4$ *ом*;

5) индуктивность нагрузки $L_н = 3\cdot10^{-3}$ *гн*.

Расчет усилителя

1. Для выбора лампы усилителя мощности определяем мощность P_1, которую должна обеспечить лампа с учетом к. п. д. выходного трансформатора

$$P_1 = \frac{P_{вых.задан}}{\eta_т} = \frac{4}{0{,}8} = 5 \text{ вт},$$

где $\eta_т$ — к. п. д. трансформатора, выбирается из табл. 5-1.

2. По справочнику выбираем лампу, которая должна обеспечить выполнение условия

$$P_{вых} \leqslant P_1.$$

Этому требованию удовлетворяет лампа 6П3С.

Для лампы 6П3С согласно справочнику рекомендуется рабочий режим:

$$U_а = 250 \text{ в};\ E_{c1} = 14 \text{ в};\ U_э = 250 \text{ в};\ I_э = 8 \text{ ма}.$$

Параметры лампы 6П3С: $S = 6$ *ма/в*; $R_i = 24$ *ком*; $P_а = 20{,}5$ *вт*.

3. Пользуясь семейством анодных статических характеристик и данными рабочего режима $U_а = 250$ *в* и $E_{c1} = -14$ *в*, находим рабочую точку P, как показано на рис. 5-33.

4. Определяем максимальную величину анодного тока покоя:

$$I_{0\,макс} = \frac{P_а}{U_а} = \frac{20{,}5}{250} = 82 \text{ ма}.$$

Так как выбранная рабочая точка соответствует току покоя $I_0 = 70$ *ма*, условие $P_а \geqslant P_{а.расч}$ выполняется.

5. Через полученную рабочую точку P проводим ряд динамических характеристик при соблюдении условий, указанных в § 5-8.

6. Для каждой из динамических характеристик находим величину $\gamma_{общ}$, $R_а$ и P_1, которые заносим в табл. 5-2.

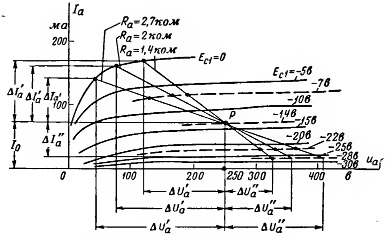


Рис. 5-33. Характеристика лампы 6П3.

Таблица 5-2

$R_а$, *ком*	P_1, *вт*	$\gamma_{общ}$, %
1,4	4,5	13
2	5,5	12
2,7	6,2	7,4

Из табличных данных следует, что целесообразно остановиться на динамической характеристике, соответствующей анодной нагрузке $R_а = 2$ *ком*, так как при таком наклоне динамической характеристики обеспечиваются заданные величины выходной мощности $P_{вых}$ и нелинейных искажений $\gamma_{общ}$ при наименьшей величине сопротивления анодной нагрузки.

7. Расчет индуктивности L_1:

$$L_1 = \frac{R_а}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}} = \frac{2\,000}{6,2860 \sqrt{1,25^2 - 1}} = 7,05 \text{ гн}.$$

8. Расчет индуктивности L_{s1}:

$$L_{s1} = \frac{R_а + R_i}{\omega_в} \sqrt{M_в^2 - 1} =$$

$$= \frac{200 \cdot 2\,400}{6 \cdot 28 \cdot 6\,000} \sqrt{1 \cdot 25^2 - 1} = 1,56 \text{ гн}.$$

9. Расчет коэффициента трансформации n:

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{R_а \eta_т}} = \sqrt{\frac{4}{2\,000 \cdot 0{,}8}} = 0{,}05.$$

10. Расчет величины напряжения $U_{ист}$:

$$U_{ист} = U_а + |-E_{c1}| + I_0 r_1 = 250 + 14 + 70 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 280 \text{ в},$$

где

$$r_1 = \frac{R_а}{2}(1 - \eta_т) = \frac{2\,000}{2} \cdot (1 - 0{,}8) = 200 \text{ ом}.$$

11. Расчет элементов катодного смещения:

$$R_к = \frac{|-E_{c1}|}{I_0 + I_э} = \frac{14}{(70 + 8) \cdot 10^{-3}} = 180 \text{ ом};$$

$$C_к = \frac{10^6}{\omega_н 0{,}2R_к} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 0{,}2 \cdot 180} = 74 \text{ мкф}.$$

12. Расчет элементов фильтра экранирующей сетки:

$$R_э = \frac{U_{ист} - U_э}{I_э} = \frac{280 - 250}{8 \cdot 10^{-3}} = 3\,500 \text{ ом};$$

$$C_э = \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0{,}2R_э} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 0{,}2 \cdot 3\,500} = 3{,}8 \text{ мкф}.$$

13. Расчет коэффициента усиления K:

$$K = \mu \frac{R_а}{R_а + R_i} \approx SR_а = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = 12.$$

14. Расчет элементов корректирующей цепочки:

$$R_{корр} = (2 \div 3) R_а = (2 \div 3) \cdot 2\,000.$$

Выбираем $R_{корр} = 6\,000$ *ом*,

$$C_{корр} = \frac{L_{s1} + \frac{L_н}{n^2}}{R^2_{корр}} \cdot 10^2 = \frac{1{,}56 + \frac{3 \cdot 10^{-3}}{0{,}05^2}}{6\,000^2} 10^{12} = 0{,}077 \cdot 10^6 \text{ пф}.$$

Принимаем $C_{корр} = 80 \cdot 10^3$ *пф*.

5-9. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ЛЕВОМ ТРИОДЕ В РЕЖИМЕ А

Особенностью расчета усилителя мощности на левом триоде, схема которого приведена на рис. 5-34, является выбор величины анодной нагрузки. Если для нормальной

работы пентода или лучевого тетрода сопротивление анодной нагрузки должно иметь строго определенную величину $R_{\text{а.опт}}$, то для усилителя мощности на триоде сопротивление анодной нагрузки $R_{\text{а}}$ может меняться в небольших пределах, не вызывая при этом резкого ухудшения работы усилителя. Этим можно объяснить отсутствие в схеме усилителей мощности на триодах корректирующих элементов $R_{\text{корр}}$, $C_{\text{корр}}$, применение которых обязательно для усилителей на пентодах и лучевых тетродах.

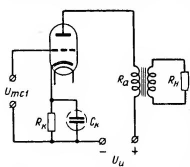


Рис. 5-34. Схема усилителя мощности на левом триоде.

Наибольшую полезную мощность триод, так же как и другие типы ламп, будет отдавать при равенстве внутреннего сопротивления лампы R_i и сопротивления анодной нагрузки $R_{\text{а}}$. Если это условие выразить через коэффициент анодной нагрузки α, то условие получения максимальной мощности будет выполняться при $\alpha=\frac{R_{\text{а}}}{R_i}=1$, $P_{\text{вых}}=I_{m\text{а}}^2 R_{\text{а}}$. Пользуясь эквивалентной схемой усилителя мощности (рис. 5-7) составим выражение для $I_{m\text{а}}$, имеем:

$$I_{m\text{а}}=\frac{\mu U_{mc1}}{R_i+R_{\text{а}}}.$$

Подставляя в формулу $P_{\text{вых}}$ вместо $I_{m\text{а}}$ его выражение, получим:

$$P_{\text{вых}}=\frac{\mu^2 U_{mc1}^2 R_{\text{а}}}{2(R_i+R_{\text{а}})^2}.$$

Наконец, заменяя $\frac{\mu^2}{R_i}=\mu S$, окончательно получим формулу для мощности, отдаваемой усилителем,

$$P_{\text{вых}}=\mu S\frac{U_{mc1}^2}{2}\frac{\alpha}{(1+\alpha)^2}. \qquad (5\text{-}46)$$

Из выражения (5-46) видно, что выходная мощность пропорциональна множителю $\frac{\alpha}{(\alpha+1)^2}$, который имеет максимум при $\alpha=1$.

Таким образом, максимальная мощность будет выделяться при равенстве сопротивления нагрузки $R_а$ и внутреннего сопротивления лампы R_i. Это условие справедливо для случая, когда амплитуда сигнала выбрана постоянной и не зависит от величины α. В то же время,

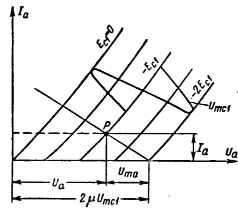


Рис. 5-35. Динамическая характеристика триода при работе в режиме А.

если увеличить α, наклон динамической характеристики становится более пологим, что даст возможность увеличить входное напряжение U_{mc1}. В этом случае максимум полезной мощности будет наступать при больших значениях α. На рис. 5-35 приведена динамическая характеристика лампы, нагруженной через трансформатор на активное сопротивление $R_н$. Из курса электровакуумных приборов известно, что напряжение запирания лампы определяется по формуле

$$U_{а.запир} = \mu\,|-E_{c1}|.$$

Тогда, пользуясь графиком рис. 5-35, можно составить равенство

$$U_а + U_{m\,а} = 2\mu U_{m\,c1},$$

где $U_а$ — постоянная составляющая анодного напряжения;

$U_{m\,а}$ — переменная составляющая анодного напряжения;

$U_{m\,c1}$ — переменное напряжение на сетке лампы, причем

$$U_{m\,c1} = |-E_{c1}|.$$

В то же время согласно (5-2) можно написать:

$$U_{m\,a} = \mu U_{m\,c1} \frac{\alpha}{\alpha + 1},$$

следовательно,

$$U_a + \mu U_{m\,c1} \frac{\alpha}{\alpha + 1} = 2\mu U_{\tau\,c1}.$$

Из полученного выражения определим $U_{m\,c1}$:

$$U_{m\,c1} = \frac{U_a}{\mu} \cdot \frac{1 + \alpha}{2 + \alpha}.$$

Подставляя выражение $U_{m\,c1}$ в формулу выходной мощности $P_{вых}$ (5-47), получим выражение для расчета полезной мощности усилителя:

$$P_{вых} = \frac{U_a^2}{2R_i} \cdot \frac{\alpha}{(2+\alpha)^2}. \qquad (5\text{-}47)$$

Из выражения (5-47) видно, что полезная мощность пропорциональна множителю $\frac{\alpha}{(2+\alpha)^2}$, так как остальные величины, входящие в формулу (5-47), в рассматриваемом случае от $\alpha \cdot \frac{\alpha}{(\alpha+2)^2} = f(\alpha)$ не зависят. Построим график зависимости α (рис. 5-36). Из него видно, что максимум множителя $\frac{\alpha}{(2+\alpha)^2}$ наступает при $\alpha = 2$. Таким образом, если амплитуда входного сигнала выбирается в зависимости от величины α, лампа отдает максимальную мощность при $\alpha = 2$.

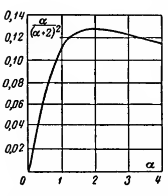


Рис. 5-36. График зависимости множителя $\frac{\alpha}{(\alpha+2)^2}$ от величины α.

При расчетах α можно выбирать в пределах $\alpha = 2 \div 3$. Если усилитель мощности должен отдавать максимальную возможную мощность, α следует брать равным 2. При выборе $\alpha > 2$ полезная мощность уменьшается незначительно по сравнению с мощностью при $\alpha = 2$, но в то же время уменьшается коэффициент нелинейных искажений.

Это можно объяснить тем, что с увеличением α динамическая сеточная характеристика становится прямолинейной на большом участке, что снижает уровень нелинейных искажений.

Для расчета усилителя мощности должны быть заданы выходная мощность $P_{вых}$, коэффициент нелинейных искажений γ, коэффициенты частотных искажений $M_н$ и $M_в$, сопротивление нагрузки $R_н$, а также граничные частоты диапазона усиливаемых частот $F_н - F_в$. Расчет усилителя производится в следующем порядке.

1. Для выбора лампы определяется мощность P_1, которую должна отдать лампа с учетом к. п. д. выходного трансформатора,

$$P_1 = \frac{P_{вых}}{\eta_т}.$$

Величина $\eta_т$ выбирается из табл. 5-1.

2. По полученной величине мощности выбирается из справочника электровакуумных приборов триод, удовлетворяющий условию

$$P_{вых} \geqslant P_1$$

и для выбранной лампы выписываются необходимые для расчета электрические параметры

$$U_а;\ -E_{с1};\ \mu;\ R_i \text{ и } P_а.$$

3. Для расчета полезной мощности, которую может отдать лампа, $P_{1расч}$, величины нелинейных искажений γ и мощности рассеяния на аноде лампы $P_а$ строится динамическая характеристика в системе статических анодных характеристик триода, как показано на рис. 5-37.

Для построения динамической характеристики находят рабочую точку P_1, для чего на оси абсцисс выбирают точку, соответствующую рекомендованному для данной лампы значению анодного напряжения $U_а$, и восстанавливают из нее перпендикуляр до пересечения с той характеристикой, для которой отрицательное напряжение на сетке $-E_{с1}$ равно рекомендованному табличному значению напряжения на сетке $-E_{с1}$. Касательная, проведенная через точку P_1, является идеализированной статической характеристикой лампы для данного значения $E_{с1}$.

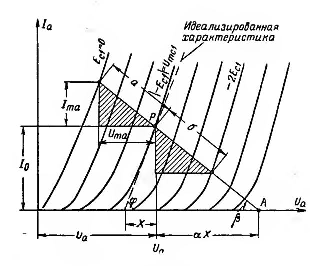


Рис. 5-37. Построение динамической характеристики триода в режиме А.

Для доказательства того, что наклон построенной динамической характеристики действительно соответствует выбранной величине ($R_a = \alpha R_i$), найдем выражение для ctg β:

$$\operatorname{ctg} \beta = \frac{\alpha X}{I_a},$$

но

$$X = \operatorname{ctg} \varphi I_a$$

или

$$X = \frac{X}{I_a} \cdot I_a = R_i I_a;$$

тогда

$$\operatorname{ctg} \beta = \frac{\alpha R_i I_a}{I_a}.$$

В свою очередь

$$\alpha = \frac{R_a}{R_i},$$

тогда

$$\operatorname{ctg} \beta = \frac{R_a R_i I_a}{R_i I_a} = R_a.$$

Задавшись α, находим отрезок αX и затем точку A. Через полученные точки A и P проводится динамическая характеристика.

При расчете усилителя мощности на триоде, как и

при расчете усилителя мощности на пентоде или лучевом тетроде, обычно строится ряд динамических характеристик для разных значений α, по которым определяются величины $P_{вых}$, $\gamma_{общ}$, $R_а$ и α. Полученные данные заносятся в таблицу. Наивыгоднейший наклон динамической характеристики будет такой, когда при выполнении условия получения необходимой мощности $P_{1вых}$ будет обеспечиваться заданная величина нелинейных искажений $\gamma_{общ}$. Выбор динамической характеристики с наклоном, соответствующим наименьшей величине $\gamma_{общ}$ (как это было при расчете усилителя на пентоде или лучевом тетроде), в данном случае является нецелесообразным, так как это приведет к увеличению $R_а$ и, следовательно, к увеличению L_1 и L_{s1}.

4. Полезная мощность, отдаваемая лампой, численно равна площади треугольников, построенных на динамической характеристике, и рассчитывается по формуле

$$P_{1расч}=\frac{I_{m\,а}U_{m\,а}}{2}.$$

При этом должно выполняться условие $P_{1расч} \gg P_1$.

5. Коэффициент нелинейных искажений определяется по второй гармонике (γ_2), так как в противоположность статическим характеристикам пентода и лучевого тетрода с увеличением $-E_{c1}$ расстояние между статическими характеристиками триода уменьшается незначительно и, следовательно, искажения за счет третьей гармоники имеют малую величину и их можно не учитывать. γ_2 определяется по формуле

$$\gamma_2=\frac{1}{2}\cdot\frac{a-б}{a+б}.$$

6. Мощность рассеяния на аноде лампы $P_а$ определяется по формуле

$$P_{а.расч}=I_0U_а,$$

где I_0 и $U_а$ определяется из графика рис. 5-37.

7. Сопротивление анодной нагрузки определяется по формуле

$$R_а=\frac{U_{m\,а}}{I_{m\,а}}.$$

8. Индуктивность первичной обмотки входного трансформатора определяется по формуле (5-27):

$$L_1 = \frac{R_{экв}}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где

$$R_{экв} = \frac{(R_а - 2r_1)(R_i + 2r_1)}{R_а + R_i}.$$

9. Индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора рассчитывается по формуле (5-33):

$$L_{s\ расч} = \frac{R_а + R_i}{\omega_в} \sqrt{M_в^2 - 1}.$$

10. Коэффициент трансформации выходного трансформатора n определяется по формуле

$$n = \sqrt{\frac{R_а \eta_т}{R_н}}.$$

11. Напряжение источника анодного питания с учетом напряжения автоматического смещения определяется по формуле

$$U_{ист} = U_а + E_{c1} + I_0 r_1,$$

где r_1 — сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора, определяемое по формуле

$$r_1 = \frac{R_а}{2}(1 - \eta_т);$$

$U_а$, E_{c1}, I_0 определяются из графического построения (рис. 5-37).

12. Расчет элементов схемы $R_к$ и $C_к$ производится по формулам (5-43) и (5-44):

$$R_к = \frac{E_{c1}}{I_0}; \quad C_к = \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0,2 R_к}.$$

13. Коэффициент усиления каскада определяется по формуле

$$K = \mu \frac{R_а}{R_а + R_i}.$$

14. Переменное напряжение на сетке выходной лампы в целях получения от лампы максимальной мощности определяется из условия

$$U_{m\,c1} = |-E_{c1}|.$$

Если такое условие не ставится, то величину $U_{m\,c1}$ следует определять по формуле, которую можно получить, решив уравнение (5-46) относительно $U_{m\,c1}$

$$U_{m\,c1} = \frac{1+\alpha}{\mu}\sqrt{\frac{2P_{1\,расч}R_i}{\alpha}}.$$

Величина отрицательного смещения на сетке лампы при этом остается прежней. Все сопротивления в схеме, по которым течет постоянная составляющая анодного тока, должны быть выбраны в соответствии с мощностью рассеяния на этих сопротивлениях, определяемой по формуле,

$$P = I^2 R.$$

Типы конденсаторов, входящих в схему, должны быть подобраны по величине рабочего напряжения.

Пример расчета усиления мощности на триоде в режиме А

Рассчитать каскад усилителя мощности на триоде в режиме А по однотактной схеме для получения заданной мощности $P_{вых}$ при заданной величине нелинейных искажений $\gamma_{общ}$. Для расчета заданы:

1) выходная мощность $P_{вых} = 2$ *вт*;

2) полоса частот от $F_н = 60$ *гц* до $F_в = 6\,000$ *гц* при частотных искажениях 1,6 *дб*;

3) нелинейные искажения $\gamma_{общ} \leqslant 5\%$;

4) сопротивление внешней нагрузки $R_н = 4$ *ом*.

Расчет усилителя

1. Для выбора лампы усилителя мощности определяем мощность, которую должна обеспечить лампа с учетом к. п. д. выходного трансформатора,

$$P_1 = \frac{P_{вых}}{\eta_т} = \frac{2}{0,8} = 2,5 \text{ } вт,$$

где $\eta_т$ — к. п. д. трансформатора, выбирается из табл. 5-1.

2. По справочнику выбираем лампу, которая должна обеспечить выполнение условия

$$P_{вых} \geqslant P_1.$$

Этому требованию удовлетворяет лампа типа 6С4С.

Для лампы 6С4С согласно справочнику рекомендуется рабочий режим $U_a = 250$ *в*; $E_{c1} = -45$ *в*. Параметры лампы: $S = 4{,}45$ *ма/в*; $R_i = 900$ *ом*; $P_a = 15$ *вт*.

3. Пользуясь семейством анодных статических характеристик и данными рабочего режима $U_a = 250$ *в* и $E_{c1} = -45$ *в*, находим рабочую точку P, как показано на рис. 5-38.

4. Определим максимальную величину анодного тока покоя $I_{0\,макс}$:

$$I_{0\,макс} = \frac{P_a}{U_a} = \frac{15}{250} = 60 \text{ ма}.$$

Так как выбранной рабочей точке P соответствует ток покоя $I_a = 53$ *ма*, условие $P_{a.расч} \leqslant P_{a.табл}$ выполняется.

5. Для построения динамических характеристик проводим через точку P касательную, которая будет являться идеализированной статической характеристикой лампы для данного значения $-E_{c1}$. Задаваясь величиной $\alpha = 2$ и $\alpha = 3$, найдем отрезки αX и соответственно точки A и A'.

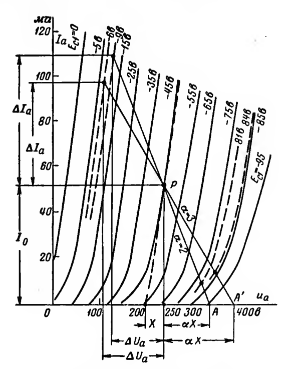


Рис. 5-38. Характеристика лампы 6С4С.

Через полученные точки $A-P$ и $A'-P$ проводим динамические характеристики.

6. Определяем величину переменного напряжения на сетках ламп для двух значений α:

для $\alpha = 2$

$$U_{m\,c1} = \frac{1+\alpha}{\mu}\sqrt{\frac{2P_1R_l}{\alpha}} = \frac{1+2}{4}\sqrt{\frac{2\cdot 2{,}5\cdot 900}{2}} = 36\ в;$$

для $\alpha = 3$

$$U_{m\,c1} = \frac{1+3}{4}\sqrt{\frac{2\cdot 2{,}5\ 900}{3}} = 39\ в.$$

7. По двум динамическим характеристикам определяем величины $P_{вых}$, $\gamma_{общ}$ и $R_а$. Полученные результаты заносим в табл. 5-3.

Таблица 5-3

α	$P_а$, *вт*	$\gamma_{общ}$, %
2	2,6	3,6
3	2,5	3,3

Из данных таблицы видно, что следует остановиться на динамической характеристике, соответствующей $\alpha = 3$, так как при таком наклоне динамической характеристики обеспечиваются заданные величины $P_{вых}$ и $\gamma_{общ}$.

8. Расчет индуктивности L_1:

$$L_1 = \frac{R_э}{\omega_н\sqrt{M_н^2 - 1}} = \frac{694}{6{,}28\cdot 60\sqrt{1{,}2^2 - 1}} = 2{,}8\ гн,$$

где

$$R_э = \frac{R_а R_1}{R_а + R_l} = \frac{3\,000\cdot 900}{3\,000 + 900} = 694\ ом.$$

9. Расчет индуктивности L_{s1}:

$$L_{s1} = \frac{R_а + R_l}{\omega_в}\sqrt{M_н^2 - 1} = \frac{3\,000 + 900}{6{,}28\cdot 6\,000}\sqrt{1{,}2^2 - 1} = 0{,}0685\ гн.$$

10. Расчет коэффициента трансформации n:

$$n = \sqrt{\frac{R_а\eta_т}{R_н}} = \frac{3\,000\cdot 0{,}8}{4} = 0{,}246.$$

11. Расчет напряжения источника анодного питания:

$$U_{ист} = U_а + E_{c1} + I_0 r_1 = 250 + 45 + 53\cdot 10^{-3}\cdot 300 = 311\ в.$$

где

$$r_1 = \frac{R_a}{2}(1-\eta_т) = \frac{3\,000}{2}\cdot(1-0{,}8) = 300 \text{ ом}.$$

12. Расчет элементов автоматического смещения $R_к$ и $C_к$:

$$R_к = \frac{|-E_{c1}|}{I_0} = \frac{45}{53\cdot 10^{-3}} = 850 \text{ ом};$$

$$C_к = \frac{10^6}{\omega_н\cdot 0{,}2R_к} = \frac{10^6}{6{,}28\cdot 60\cdot 0{,}20\cdot 850} \approx 16 \text{ мкф}.$$

13. Расчет коэффициента усиления:

$$K = \mu\cdot\frac{R_a}{R_a+R_i} = 4\cdot\frac{3\,000}{3\,000+900} = 3{,}08.$$

5-10. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ДВУХТАКТНОЙ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В РЕЖИМЕ А

Для расчета двухтактного усилителя мощности схему усилителя (рис. 5-26) можно заменить эквивалентной схемой (рис. 5-39,*а*). Если считать, что в усилителе работают лампы с одинаковыми параметрами, то эквивалентную схему рис. 5-39,*а* можно свести к схеме рис. 5-39,*б*. Расчет двухтактной схемы ведется в той же последовательности, что и расчет однотактной схемы на пентоде или триоде. Сохраняется справедливость основных расчетных формул, полученных ранее для однотактной схемы. Особенности расчета двухтактной схемы таковы:

1. Выбор ламп для усилителя мощности производится по мощности, которую должна отдать одна лампа с учетом к. п. д. трансформатора,

$$P_1 = \frac{P_{вых}}{2\eta_т}.$$

2. При построении динамической характеристики нет необходимости добиваться равенства отрезков *а* и *б*, так как четные гармоники, в частности вторая, в двухтактной схеме значительно ослабляются. При выборе наклона динамической характеристики следует добиваться максимальной выходной мощности, которая пропорциональна площади треугольников, построенных на динамической характеристике.

Если треугольники по площади не равны, то так же, как и при расчете однотактного каскада, мощность опре-

деляется по двум треугольникам, а затем находится среднеарифметическое значение.

Величина коэффициента нелинейных искажений находится по формулам

$$\gamma_2 = \frac{1}{2}\cdot\frac{a - б}{a + б};$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{2}\cdot\frac{2в - (a + б)}{a + б + в};$$

$$\gamma_{общ} = \sqrt{\left(\frac{x}{x+2}\cdot\gamma_2\right)^2 + \gamma_3^2}.$$

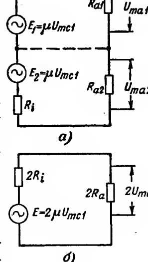


Рис. 5-39. Эквивалентные схемы двухтактного усилителя мощности.
а — полная схема; б — упрощенная схема.

При расчете L_1, L_{s1} и n следует в соответствии с эквивалентной схемой рис. 5-38 в формулы подставлять удвоенное значение R_a и R_i.

Расчет величины $R_к$ производится в соответствии со схемой рис. 5-26 по формуле

$$R_к = \frac{|-E_{c1}|}{2(I_0 + I_э)},$$

где величины $|-E_{c1}|$ и I_0 определяются по динамической характеристике, а $I_э$ берется из справочника по электровакуумным приборам. Коэффициент усиления каскада двухтактного усиления мощности рассчитывается так же, как и для однотактной схемы.

Если в усилителе мощности по двухтактной схеме будут работать пентоды или лучевые тетроды, то расчет сопротивления $R_{корр}$ производится по формуле

$$R_{корр} = (4 \div 6)\, R_a.$$

Краткие выводы

1. Режим А обеспечивает малую величину нелинейных искажений, но обладает сравнительно малой величиной к. п. д., порядка 20—30%. Этот режим применяется в усилителях напряжения и мощности.

2. Режимы В и АВ применяются в выходных каскадах, работающих по двухтактной схеме. Режимы А и АВ бо-

лее экономичны. Их к. п. д. достигает 40—70%, но им присуща значительно большая величина нелинейных искажений. Для уменьшения этих искажений применяется отрицательная обратная связь.

3. Применение выходного трансформатора обеспечивает наивыгоднейший режим работы лампы в отношении обеспечения сопротивления анодной нагрузки, при которой можно получить наибольшую мощность при малой величине нелинейных искажений.

4. Нелинейные искажения в выходных каскадах в основном создаются лампой за счет нелинейности их статических характеристик.

5. Частотные искажения в выходном каскаде создаются выходным трансформатором: в области низших частот — за счет уменьшения сопротивления первичной обмотки трансформатора, в области высших частот — за счет магнитного потока рассеяния.

6. Выходной каскад, работающий с пентодом или лучевым тетродом, критичен в выборе анодной нагрузки, т. е. сопротивление анодной нагрузки должно иметь строго определенную величину, в противном случае будут возникать значительные нелинейные искажения.

7. Выходной каскад, работающий с триодом, некритичен в выборе анодной нагрузки и может работать, не создавая значительных нелинейных искажений, при сопротивлении анодной нагрузки, в 2—3 раза больше нормальной величины R_a.

8. Корректирующая цепочка применяется в каскадах, работающих с пентодами и лучевыми тетродами, для поддержания постоянства сопротивления анодной нагрузки при изменении частоты входного сигнала.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. В каких случаях для ламп усилителей низкой частоты выбирают режимы работы А и В?
2. Для чего в усилителях мощности применяют выходные трансформаторы?
3. За счет каких явлений в усилителе мощности могут возникать нелинейные искажения?
4. По каким причинам в усилителе мощности могут возникать частотные искажения в области низших звуковых частот?
5. По каким причинам в усилителе мощности могут возникать частотные искажения в области высших звуковых частот?
6. Почему двухтактная схема усилителя мощности по сравнению с однотактной схемой дает меньший уровень нелинейных искажений?

7. Почему в двухтактной схеме усилителя мощности можно не применять конденсатор $C_к$, включенный параллельно сопротивлению $R_к$?

8. Для какой цели в самобалансирующейся двухтактной схеме выходного каскада включается сопротивление $R_{балан}$?

9. Для какой цели параллельно первичной обмотке выходного трансформатора включается корректирующая цепочка, состоящая из $R_{корр}$ и $C_{корр}$?

10. Почему в выходном каскаде с триодом не применяется корректирующая цепочка, состоящая из $R_{корр}$ и $C_{корр}$?

ГЛАВА ШЕСТАЯ

УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Усилитель напряжения, или предварительный усилитель, служит для усиления напряжения сигнала, поданного на вход усилителя от входных источников напряжения (микрофона, звукоснимателя и пр.). В соответствии с этим основным показателем усилителя напряжения является его коэффициент усиления по напряжению $K_{общ}$:

$$K_{общ} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение усилителя напряжения, являющееся также входным для усилителя мощности;

$U_{вх}$ — напряжение, развиваемое источником входного напряжения.

Усилитель напряжения может состоять из одного, двух или нескольких каскадов в зависимости от требуемых величин $U_{вых}$ и $K_{общ}$. Если считать величину входного напряжения $U_{вх}$ постоянной для определенного типа источника входного напряжения, то общий коэффициент усилителя $K_{общ}$ будет зависеть от величины выходного напряжения усилителя ($U_{вых}$), т. е. от величины напряжения, которое надо подать на вход усилителя мощности. Это напряжение в свою очередь зависит от типа ламп, применяемых в выходном каскаде, их режима работы и схемы усилителя (применения отрицательной обратной связи и т. п.).

При применении в выходном каскаде триодов входное напряжение усилителя мощности должно быть значи-

тельно больше, чем при применении пентодов и лучевых тетродов, обладающих по сравнению с триодами большей крутизной характеристики S. Если в усилителе мощности применяется отрицательная обратная связь [1], то необходимое для работы выходного каскада напряжение должно быть увеличено в определенное количество раз. Эта величина обычно задается при расчете усилителя.

Таким образом, применение в усилителе мощности триодов, а также отрицательной обратной связи требует увеличения $K_{общ}$, что в свою очередь вызывает необходимость применения большего числа каскадов усилителя напряжения.

Коэффициент усиления отдельных каскадов усилителя напряжения зависит от типа выбранных ламп, величины допустимых частотных и нелинейных искажений, диапазона усиливаемых частот. Вопрос о необходимом количестве каскадов усилителя напряжения решается обычно расчетным путем и приводится ниже.

В зависимости от назначения усилителя и условий его работы в качестве анодной нагрузки ламп могут применяться омические сопротивления, трансформаторы и дроссели низкой частоты. В соответствии с этим усилители напряжения делятся на усилители на сопротивлениях (реостатные усилители), усилители на трансформаторах и усилители на дросселях. Наименьшую величину частотных искажений создают усилители на сопротивлениях, так как для большего спектра усиливаемых частот анодная нагрузка этих усилителей является чисто активной и, следовательно, ее величина не зависит от частоты входного сигнала. По этой причине, а также благодаря относительной простоте схемы наиболее часто в радиоаппаратуре применяются усилители на сопротивлениях.

Усилители напряжения на трансформаторах и дросселях по сравнению с усилителями на сопротивлениях могут работать при меньшей величине напряжения источника анодного питания, так как анодные нагрузки ламп этих схем обладают для постоянной составляющей анодного тока сравнительно небольшим сопротивлением. Это является существенным при питании радиоаппаратуры от источников постоянного напряжения (гальванических элементов и аккумуляторов).

Величина мощности, отдаваемой усилителем напряже-

---

[1] Подробно об обратных связях см. гл. 7.

ния на выходе, не имеет существенного значения, так как чаще всего усилитель мощности работает без сеточных токов, и, следовательно, мощность на входе оконечного каскада затрачивается незначительная. Исключение представляют выходные каскады, работающие в режиме B_2 и AB_2, для которых предоконечный каскад рассчитывается, как усилитель мощности.

В соответствии с этим в усилителях напряжения применяются маломощные триоды и пентоды. Для обеспечения наименьшей величины нелинейных искажений усилители напряжения всегда работают в режиме класса А без сеточных токов. В настоящей главе более подробно рассматриваются усилители напряжения на сопротивлениях.

6-1. УСИЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ

Анализ эквивалентных схем усилителя напряжения на сопротивлениях

Для вывода основных расчетных формул для усилителя напряжения на сопротивлениях заменим схему усилителя рис. 6-1 эквивалентной схемой рис. 6-2 для всего диапазо-

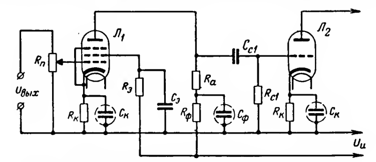


Рис. 6-1. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя напряжения.

на усиливаемых частот (общая эквивалентная схема). В схеме приняты следующие обозначения:

E — э. д. с. эквивалентного генератора, которым заменена лампа;

R_i — внутреннее сопротивление эквивалентного генератора:

$C_{вых} + C_м$ — выходная емкость лампы и емкость монтажа схемы;

$R_а$ — сопротивление анодной нагрузки;

$C_{с1}$ — емкость переходного конденсатора;

$R_{с1}$ — сопротивление утечки сетки лампы;

$C'_{вх}+C_м$ — входная емкость лампы и емкость монтажа.

В эквивалентной схеме рис. 6-2 не учитываются элементы схемы $R_к$ и $R_ф$, так как переменная составляющая

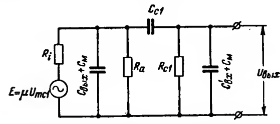


Рис. 6-2. Общая эквивалентная схема усилителя напряжения на сопротивлениях.

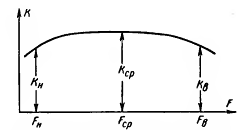


Рис. 6-3. Типовая частотная характеристика усилителя напряжения на сопротивлениях.

анодного тока, минуя эти сопротивления, в основном проходит через соответствующие конденсаторы $C_к$ и $C_ф$; конденсаторы $C_к$ и $C_ф$ также не учитываются, так как их сопротивления для переменной составляющей анодного тока малы. По этим же соображениям не учитываются элементы схемы $R_э$ и $C_э$.

Емкости $C_{вых}$ и $C'_{вх}$ с учетом сказанного можно считать включенными параллельно анодной нагрузке $R_а$. Типовая частотная характеристика усилителя напряжения на сопротивлениях приводится на рис. 6-3.

Рассмотрим влияние элементов общей эквивалентной схемы на частотную характеристику усилителя в области низших, средних и высших звуковых частот.

Эквивалентная схема каскада усилителя напряжения для низших частот

В области низших частот в общей эквивалентной схеме можно пренебречь параллельными емкостями $C_{вых}+$ $+C_{м}$ и $C'_{вх}+C_{м}$, так как сопротивления этих емкостей в области низших частот значительно больше $R_{а}$ и R_{c1} и, следовательно, они не влияют на частотную характеристику усилителя. Тогда эквивалентная схема для низших частот будет иметь вид, показанный на рис. 6-4. Завал частотной характеристики в области низших частот происходит за счет увеличения сопротивления конденсатора C_{c1} с уменьшением частоты. При этом на конденсаторе C_{c1} теряется значительная часть напряжения, что приводит к уменьшению выходного напряжения $U_{вых}$ и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления K_0. Уменьшить завал частотной характеристики можно путем применения конденсатора C_{c1} большей емкости, так как при этом уменьшится его сопротивление и, следовательно, уменьшится на нем падение напряжения. При том же значении емкости конденсатора C_{c1} завал частотной характеристики можно уменьшить путем увеличения сопротивления R_{c1}. Однако возможность использования этого пути ограничена рядом обстоятельств. Обычно при расчете усилителя величину R_{c1} выбирают из условия

$$R_{c1}=(6 \div 10)\,R_{а}$$

с тем, чтобы сопротивление R_{c1} практически незначительно уменьшало величину сопротивления $R_{а}$. В то же время R_{c1}, как правило, не следует выбирать больше 2—2,5 *Мом*, если оно включено в цепь сетки лампы усилителя напряжения, и не более 0,6—0,8 *Мом*, если оно включено в цепь сетки лампы усилителя мощности. Это можно объяснить тем, что при работе усилителя, несмотря на выполнение условия $|-E_{c1}|>U_{m\,c1}$, в отдельные моменты может возникнуть сеточный ток $I_{m\,c1}$, ко-

торый на сопротивлении R_{c1} создает падение напряжения. Это напряжение, складываясь с напряжением автоматического смещения, увеличит отрицательный потенциал, подаваемый на сетку лампы, в результате чего может произойти запирание лампы.

Имеются и другие соображения, ограничивающие увеличение сопротивления R_{c1}, из которых следует указать

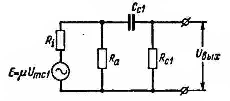


Рис. 6-4. Эквивалентная схема каскада усилителя напряжения для низших частот.

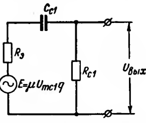


Рис. 6-5. Упрощенная эквивалентная схема каскада усилителя напряжения для низших частот.

следующие. Используемые обычно на практике переходные конденсаторы C_{c1} имеют конечную величину сопротивления утечки $R_{ут}$. На плечах делителя $R_{ут} - R_{c1}$, включенного в цепь анодного питания, создаются падения напряжения. При чрезмерном увеличении сопротивления R_{c1} величина падения напряжения может быть такой, что нарушится рабочий режим лампы. Значительное увеличение R_{c1} может также сделать соизмеримым его величину с сопротивлением утечки собственной лампы. В этом случае условия стекания электронов с управляющей сетки будут носить случайный характер.

Величина емкости C_{c1} обычно рассчитывается после выбора сопротивления R_{c1}, исходя из условия допустимых частотных искажений $M_н$ в области низших частот. Для вывода формулы коэффициента усиления каскада усилителя в области низших частот заменим эквивалентную схему (рис. 6-4) в соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе упрощенной эквивалентной схемой, изображенной на рис. 6-5.

В этой схеме согласно выражениям (5-19) и (5-22)

$$R_э = qR_i;\ q = \frac{R_a}{R_a + R_i}.$$

Пользуясь схемой рис. 6-5, можно написать соотношение

$$\frac{U_{вых}}{\mu U_{m\,c1} q} = \frac{R_{c1}}{R_э + R_{c1} + \frac{1}{j\omega_н C_{c1}}}.$$

В то же время $\frac{U_{вых}}{U_{m\,c1}}$ есть коэффициент усиления каскада $K_н$, тогда

$$K_н = \frac{U_{вых}}{U_{m\,c1}} = \mu q \frac{R_{c1}}{R_э + R_{c1} + \frac{1}{j\omega_н C_{c1}}}. \qquad (6\text{-}1)$$

Так как обычно $R_{c1} \gg R_э$, то величиной $R_э$ в знаменателе формулы (6-1) можно пренебречь. Это дает небольшую погрешность в практических расчетах, но упрощает формулу для $K_н$.

Тогда

$$K_н = \mu q \frac{R_{c1}}{R_{c1} + \frac{1}{j\omega_н C_{c1}}},$$

или

$$K_н = \mu q \frac{R_{c1}}{R_{c1}\left(1 + \frac{1}{j\omega_н C_{c1} R_{c1}}\right)};$$

заменяя $\frac{1}{q}$ выражением $1 + \frac{R_i}{R_a}$ и сокращая числитель и знаменатель на R_{c1}, получим:

$$K_н = \frac{\mu}{\left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right)\left(1 + \frac{1}{j\omega_н C_{c1} R_{c1}}\right)}.$$

Беря модуль этого выражения, получим формулу для расчета коэффициента усиления каскада усилителя напряжения в области низших частот:

$$K_н = \frac{\mu}{\left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right)\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_н C_{c1} R_{c1})^2}}}. \qquad (6\text{-}2)$$

Эквивалентная схема каскада усилителя напряжения для средних частот

В области средних частот в общей эквивалентной схеме можно пренебречь, так же как и для области низших частот, параллельными емкостями $C_{вых}+C_м$ и $C'_{вх}+C_м$, так как их сопротивления остаются достаточно большими, так что

$$\frac{1}{\omega_{ср}(C_{вых}+C_м)} \gg R_а \text{ и } \frac{1}{\omega_{ср}(C'_{вх}+C_м)} \gg R_{c1}.$$

Кроме того, можно пренебречь конденсатором C_{c1}, сопротивление которого на средних частотах становится таким, что $\frac{1}{\omega_{ср}C_{c1}} \ll R_{c1}$, т. е. можно считать, что все напряжение с выхода лампы прокладывается к сопротивлению R_{c1}. С учетом сказанного схема для средних частот будет иметь вид, показанный на рис. 6-6. Как видно из рис. 6-6, схема содержит только активные сопротивления, и, следовательно, частотные искажения на средних частотах возникать не будут. В соответствии с выражением (6-1) коэффициент усиления каскада усилителя напряжения на средних частотах может быть рассчитан по формуле

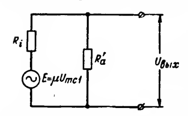


Рис. 6-6. Эквивалентная схема каскада усилителя напряжения для средних частот.

$$K_{ср}=\mu \frac{R'_а}{R'_а+R_i}. \qquad (6\text{-}3)$$

В данном случае величина $R'_а$ представляет общее сопротивление двух сопротивлений $R_а$ и R_{c1}, включенных параллельно:

$$R'_а=\frac{R_а R_{c1}}{R_а+R_{c1}}.$$

Если в выражении (6-3) числитель и знаменатель разделить на $R'_а$ и считать, что $R'_а=R_а$ (так как $R_{c1} \gg R_а$), то формула (6-3) примет вид

$$K_{ср}=\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_а}}. \qquad (6\text{-}4)$$

Эквивалентная схема каскада усилителя напряжения для высших частот

В области высших частот в общей эквивалентной схеме можно пренебречь конденсатором C_{c1}, сопротивление которого будет еще меньше, чем в области средних частот. Завал частотной характеристики в области высших частот создается за счет действия параллельных

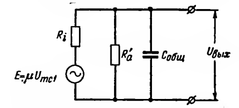


Рис. 6-7. Эквивалентная схема каскада усилителя напряжения для высших частот.

емкостей $C_{вых}+C_{м}$ и $C'_{вх}+C_{м}$, так как их сопротивления становятся соизмеримыми с сопротивлениями $R_{в}$ и R_{c1}. Это приводит к уменьшению общего сопротивления анодной нагрузки и в конечном итоге к уменьшению напряжения $U_{вых}$ (к завалу частотной характеристики в области высших частот). С учетом сказанного эквивалентная схема для высших частот примет вид, показанный на рис. 6-7. В этой схеме

$$C_{общ}=C_{вых}+C'_{вх}+C_{м};$$

$$R'_{а}=\frac{R_{а}R_{c1}}{R_{в}+R_{c1}}\approx R_{а}.$$

Для уменьшения завала частотной характеристики в области высших частот необходимо уменьшить величину общей емкости $C_{общ}$. Это можно сделать, например, путем выполнения более рационального монтажа схемы, при котором емкость монтажа получается минимальной, а также путем применения ламп с малыми междуэлектродными емкостями. Возможно также уменьшить завал частотной характеристики в области высших частот путем уменьшения сопротивления анодной нагрузки $R_{а}$. При

этом сопротивление конденсатора $C_{общ} (X_{c\ общ})$ будет в меньшей степени шунтировать сопротивление R_a. Но следует иметь в виду, что при этом уменьшится коэффициент усиления каскада для всего диапазона усиливаемых частот. Для того чтобы рассчитываемый каскад усилителя напряжения в области высших частот не создавал частотных искажений больше допустимой величины, величина R_a рассчитывается из условия допустимых частотных искажений в области высших частот $M_в$ при заданной величине $C_{общ}$.

Для вывода формулы коэффициента усиления каскада в области высших частот для эквивалентной схемы рис. 6-7 можно написать соотношение

$$\frac{U_{вых}}{\mu U_{m\,c1}} = \frac{Z_a}{R_i + Z_a},$$

где Z_a — сопротивление параллельной цепи, состоящей из конденсатора $C_{общ}$ и активного сопротивления R'_a. При дальнейших выводах будем считать, что $R'_a \approx R_a$, так как $R_{c1} \gg R_a$.

Отношение $U_{вых}/U_{m\,c1}$ есть коэффициент усиления в области высших частот $K_в$, тогда

$$K_в = \mu \frac{Z_a}{R_i + Z_a}.$$

Разделим числитель и знаменатель на Z_a:

$$K_в = \mu \frac{1}{1 + \frac{R_i}{Z_a}},$$

но

$$\frac{1}{Z_a} = \frac{1}{R_a} + j\omega_в C_{общ},$$

тогда

$$K_в = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + j\omega_в C_{общ} R_i}.$$

Беря модуль этого выражения, получим формулу

$$K_{в}=\frac{\mu}{\left(1+\frac{R_i}{R_а}\right)\sqrt{1+\left(\frac{\omega_{в}C_{общ}}{1+\frac{R_i}{R_а}}\right)^2}},$$

но $\frac{1}{1+\frac{R_i}{R_а}}$ есть $R_{экв}$, тогда окончательно получим формулу для расчета коэффициента усиления каскада усилителя напряжения в области высших частот:

$$K_{в}=\frac{\mu}{\left(1+\frac{R_i}{R_а}\right)\sqrt{1+(\omega_{в}C_{общ}R_{экв})^2}}. \quad (6\text{-}5)$$

Для того, чтобы частотные искажения в области низших и высших звуковых частот не превышали допустимой (заданной для расчета) величины, элементы схемы C_{c1} и $R_а$ должны быть рассчитаны из условия допустимых величин частотных искажений $M_{н}$ и $M_{в}$. Для низших частот

$$M_{н}=\frac{K_{ср}}{K_{н}}.$$

Подставив в формулу $M_{н}$ ранее полученные выражения для $K_{ср}$ и $K_{н}$, получим:

$$M_{н}=\frac{\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_а}}}{\frac{\mu}{\left(1+\frac{R_i}{R_а}\right)\sqrt{1+\frac{1}{(\omega_{н}C_{c1}R_{c1})^2}}}}.$$

Решая полученное уравнение относительно C_{c1}, получим формулу для расчета емкости конденсатора C_{c1}:

$$C_{c1}=\frac{10^{12}}{2\pi\omega_{н}R_{c1}\sqrt{M_{н}^2-1}}; \quad (6\text{-}6)$$

здесь $\omega_{н}$ — в герцах; R_{c1} — в омах; C_{c1} — в пикофарадах.

Для высших частот

$$M_{в}=\frac{K_{св}}{K_{в}}.$$

Подставив в формулу $M_{в}$ ранее полученные выражения для $K_{ср}$ и $K_{в}$, получим:

$$M_{в}=\frac{\dfrac{\mu}{1+\dfrac{R_i}{R_а}}}{\left(1+\dfrac{R_i}{R_а}\right)\dfrac{\mu}{\sqrt{1+(\omega_{в}C_{общ}R_{экв})^2}}}=\sqrt{1+(\omega_{в}C_{общ}R_{экв})^2}.$$

Решая это уравнение относительно $R_{экв}$, получим формулу

$$R_{экв}=\frac{\sqrt{M_{в}-1}}{2\pi\omega_{в}C_{общ}};\qquad(6\text{-}7)$$

здесь $R_{экв}$ — общее сопротивление двух параллельно включенных сопротивлений R_i и $R_а$,

$$R_{экв}=\frac{R_iR_а}{R_i+R_а};\qquad(6\text{-}8)$$

$C_{общ}$ — в фарадах;
$\omega_{в}$ — в герцах;
$R_{экв}$ — в омах.

Для каскадов усилителя напряжения, работающих с пентодами, обычно выполняется условие $R_i \gg R_а$. В этом случае влиянием R_i на величину $R_а$ можно пренебречь и считать, что $R_{экв}=R_а$, тогда сопротивление анодной нагрузки $R_а$ будет рассчитываться по формуле

$$R_а \leqslant \frac{\sqrt{M_{ч}^2-1}}{2\pi\omega_{в}C_{общ}}.\qquad(6\text{-}9)$$

В каскадах усилителя напряжения, работающих с триодами, величина сопротивления R_i бывает соизмерима с величиной $R_а$, например $R_а=(3\div4)R_i$ и, следовательно, в этом случае сопротивление $R_{экв}$ определяется

по формуле (6-7). После определения $R_{экв}$ можно найти величину сопротивления $R_а$, используя соотношение

$$\frac{1}{R_а}=\frac{1}{R_{экв}}-\frac{1}{R_i} \qquad (6\text{-}10)$$

или

$$R_а=\frac{R_{экв}R_i}{R_i-R_{экв}}. \qquad (6\text{-}11)$$

Из этих выражений следует, что они имеют физический смысл при $R_{экв}<R_i$.

Если в результате расчета $R_{экв}$ получится $R_{экв}>R_i$, то при любой величине сопротивления $R_а$ общее сопротивление, определяемое по формуле (6-8), будет меньше сопротивления $R_{экв}$, определяемого по формуле (6-7), и, следовательно, условие допускаемых частотных искажений будет перевыполнено. В этом случае величина сопротивления $R_а$ определяется из условия получения от лампы наибольшего коэффициента усиления

$$R_а=\alpha R_i,$$

где

$$\alpha=\frac{R_а}{R_i}=3\div4. \qquad (6\text{-}12)$$

При расчете величин $C_{общ}$ необходимо знать, что в эту емкость входит динамическая емкость лампы C_0. Например, для схемы, изображенной на рис. 6-1, емкость $C_{общ}$ будет равна:

$$C_{общ}=C_{вых}+C'_{вх}+C_{монт}.$$

При отсутствии сигнала на входе усилителя емкость $C'_{вх}$ является статической входной емкостью лампы и представляет собой сумму двух емкостей:

$$C_{вх}=C_{с.к\,(Л2)}+C_{с.а\,(Л2)}.$$

При подаче на вход схемы сигнала емкость $C'_{вх}$ значительно возрастает:

$$C'_{вх}=C_{с.к\,(Л2)}+C_{а.с\,(Л2)}(1+K_2). \qquad (6\text{-}13)$$

Практически динамическую емкость лампы приходится учитывать только для триодов, у которых емкость $C_{в.с}$ имеет значительную величину, и для них $C'_{вх} \gg C_{вх}$. Для пентодов, у которых емкость $C_{а.с}$ мала, можно считать, что $C'_{вх} = C_{вх}$.

Увеличение входной емкости лампы при наличии сигнала можно объяснить следующим образом.

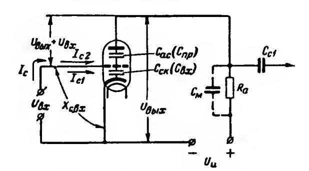


Рис. 6-8. Схема, поясняющая образование динамической емкости C_0 в лампе при ее работе.

Из схемы рис. 6-8 видно, что входная емкость лампы $C_{вх}$ и проходная емкость $C_{а.с}$ включены параллельно, при этом влиянием сопротивления $R_в$ можно пренебречь, так как обычно емкость монтажа схемы, которая шунтирует сопротивление $R_а$, значительно больше емкости $C_{а.с}$. При дальнейших расчетах емкость $C_{а.с}$ будем обозначать $C_{пр}$. При подаче на вход лампы напряжения сигнала на емкости $C_{вх}$ будет действовать напряжение $U_{вх}$, а на емкости $C_{пр}$ — напряжение $U_{вых} + U_{вх}$ и через указанные емкости потекут соответственно токи I_{c1} и I_{c2}. Таким образом, генератор переменного напряжения, питающий цепь сетки лампы с напряжением $U_{вх}$, будет нагружен на емкостное сопротивление $X_{c\,вх}$:

$$X_{c\,вх} = \frac{U_{вх}}{I_{c1} + I_{c2}}.$$

Ток I_{c1} можно представить формулой

$$I_{c1} = \frac{U_{вх}}{\frac{1}{\omega C_{вх}}} = U_{вх} \omega C_{вх}.$$

Соответственно ток

$$I_{c2} = \frac{U_{вх} + U_{вых}}{\frac{1}{\omega C_{пр}}} = (U_{вх} + U_{вых}) \omega C_{пр}.$$

Полученные выражения для токов I_{c1} и I_{c2} подставим в формулу $X_{c\,вх}$, тогда

$$X_{c\,вх} = \frac{U_{вх}}{U_{вх} \omega C_{вх} + (U_{вх} + U_{вых}) \omega C_{пр}}.$$

Разделим числитель и знаменатель на $U_{вх}$, тогда получим:

$$X_{c\,вх} = \frac{1}{\omega [C_{вх} + C_{пр} (1 + K)]};$$

$C_{пр}(1 + K)$ есть динамическая емкость лампы, которую обозначим через C_0, тогда

$$X_{c\,вх} = \frac{1}{\omega (C_{вх} + C_0)}.$$

Обозначим

$$C_{вх} + C_0 = C'_{вх},$$

тогда

$$X_{c\,вх} = \frac{1}{\omega C'_{вх}}.$$

Таким образом, лампа в режиме усиления обладает значительно большей входной емкостью $C'_{вх}$, чем в статическом режиме, когда на сетке лампы отсутствует напряжение сигнала. Это необходимо учитывать при расчете сопротивления анодной нагрузки R_a, так как величина этого сопротивления для обеспечения допустимых частотных искажений зависит, в частности, от величины входной емкости лампы последующего каскада.

6-2. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ

Для расчета усилителя должны быть заданы:

1) допустимая величина частотных искажений для каждого каскада усилителя;

2) допустимая величина нелинейных искажений для каждого каскада усилителя;

3) диапазон усиливаемых частот;

4) величина входного напряжения усилителя;

5) величина выходного напряжения усилителя (входное напряжение усилителя мощности).

Расчет производится в следующей последовательности.

Определение числа каскадов усилителя напряжения и выбор ламп

При заданных величинах входного и выходного напряжений усилитель должен иметь коэффициент усиления

$$K_{общ} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение усилителя (равное входному напряжению усилителя мощности);

$U_{вх}$ — входное напряжение усилителя (обычно задается).

Если в выходном каскаде применяется отрицательная обратная связь, то в выражение для $K_{общ}$ необходимо ввести коэффициент обратной связи A, который может быть принят равным $3 \div 4$. Тогда

$$K_{общ} = \frac{U_{вых}\, A}{U_{вх}}.$$

Для обеспечения запаса по усилению обычно при расчете усилителя пользуются соотношением

$$K'_{общ} = (1{,}25 \div 1{,}5)\, K_{общ}.$$

Чтобы решить вопрос о количестве каскадов усилителя напряжения, необходимо определить коэффициент усиления одного каскада усилителя, который будет зависеть от типа выбранных ламп, а также от заданной полосы усиливаемых частот. Для диапазона звуковых частот ори-

ентировочно коэффициент усиления одного каскада усилителя можно определить по формулам

для триода

$$K = (0{,}5 \div 0{,}6)\,\mu;$$

для пентода

$$K = (0{,}05 \div 0{,}06)\,\mu.$$

Чтобы усилитель обеспечивал на выходе напряжение $U_{\text{вых}}$, необходимо выбрать такое количество каскадов усилителя напряжения, чтобы общий коэффициент усиления

$$K''_{\text{общ}} = K_1 K_2 \ldots K_n$$

удовлетворял условию

$$K''_{\text{общ}} \geqslant K'_{\text{общ}}.$$

Для того чтобы лампа в каскадах усилителя напряжения работала без сеточных токов, необходимо обеспечить условие

$$|-E_{c1}| \geqslant U_{m\,c1} + (0{,}5 \div 1)\ [в],$$

где $-E_{c1}$ — отрицательное смещение на управляющей сетке лампы, указывается в рекомендованном режиме для данного типа лампы;

U_{mc1} — входное напряжение, определяемое для каждого каскада усилителя по формуле

$$U_{m\,c1} = \frac{U_{\text{вых}}}{K}.$$

Так, например, если усилитель состоит из двух каскадов усиления напряжения и каскада усиления мощности, то для лампы второго каскада усилителя напряжения величина $U_{m\,c1}$ определяется по формуле

$$U_{m\,c1} = \frac{U_{m\,c1}\ (\text{усилителя мощности})}{K\ (\text{второго каскада усилителя напряжения})}.$$

Для первого каскада усилителя напряжения $U_{m\,c1}$ определится по формуле

$$U_{m\,c1} = \frac{U_{m\,c1}\ (\text{второго каскада усилителя напряжения})}{K\ (\text{первого каскада усилителя напряжения})}.$$

Распределение заданной величины частотных и нелинейных искажений между каскадами усилителя

а) Распределение между каскадами усилителя частотных искажений

Если на выходе усилителя отсутствует выходной трансформатор, то частотные искажения между каскадами усилителя делят поровну исходя из условия, что

$$M_{общ} = M_1 M_2 \dots M_n.$$

Так как $M_{общ} = M_{задан}$, то допустимая величина частотных искажений для каждого каскада усилителя определится по формуле

$$M = \sqrt[n]{M_{задан}},$$

где n — общее число каскадов усилителя. Чаще всего на выходе усилителя применяется трансформатор, например понижающий выходной трансформатор. В этом случае частотные искажения целесообразно распределять между каскадами по-иному. Для выходного каскада следует задаться большей величиной частотных искажений, а для каскадов усилителя напряжения — соответственно меньшей величиной частотных искажений. При таком распределении частотных искажений облегчается конструктивное выполнение выходного трансформатора, и он получается небольших габаритов и с лучшими электрическими показателями.

Уменьшение M в области низших частот для каскадов усилителя напряжения вызовет некоторое увеличение емкости переходных конденсаторов C_{c1}, что практически не окажет влияния на конструкцию и стоимость усилителя. Обычно для каскадов усилителя напряжения можно задаваться величиной $M_н = M_в = 1{,}02 \div 1{,}06$.

После такого распределения для выходного каскада величина частотных искажений $M_н = M_в$ определится по формуле

$$M_{вых.\ каск} = \frac{M_{задан}}{M_{усилители\ напряжения}}.$$

Так, например, при общем числе каскадов усилителя, равном трем,

$$M_{вых.\ каск} = \frac{M_{задан}}{M_1 M_2},$$

где M_1 и M_2 — коэффициенты частотных искажений каскадов усилителя напряжения.

б) Распределение между каскадами усилителя заданной величины нелинейных искажений

При распределении заданной величины нелинейных искажений между каскадами усилителя следует учесть, что наибольшую величину нелинейных искажений создает выходной каскад, так как на управляющую сетку лампы этого каскада подается наибольшая амплитуда сигнала. На управляющие сетки ламп каскадов усилителя напряжения обычно подается небольшая амплитуда сигнала, и при этом возникают сравнительно небольшие нелинейные искажения. Исходя из этих соображений, при расчете каскадов усилителя напряжения можно задаваться величиной нелинейных искажений γ порядка $1 \div 3\%$. Например, если предварительный усилитель состоит из двух каскадов, то для первого каскада можно принять $\gamma_I = 1 \div 1{,}5\%$, для второго каскада $\gamma_{II} = 2 \div 2{,}5\%$. Так как $\gamma_{общ} = \gamma_I + \gamma_{II} + \gamma_{III}$, то величина нелинейных искажений для выходного каскада определится по формуле

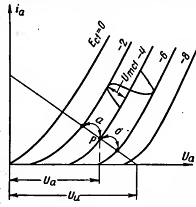


Рис. 6-9. Динамическая характеристика трехэлектродной лампы.

$$\gamma_{вых.\ каск} = \gamma_{задан} - \gamma_{предварит.\ усилитель}$$

Для указанного примера

$$\gamma_{вых} = \gamma_{задан} - (\gamma_I + \gamma_{II}).$$

Если при определении входного напряжения ламп усилителя напряжения полученная величина $U_{m\,cI}$ соизмерима с разностью сеточных потенциалов двух смежных характеристик, как показано на рис. 6-9, то величину

нелинейных искажений можно определить графическим путем, используя формулу (5-15):

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{a - б}{a + б}.$$

По третьей гармонике нелинейные напряжения можно не определять из-за их небольшой величины. В конце расчета надо проверить условие

$$\gamma_{\text{общ. расч}} \leqslant \gamma_{\text{общ. задан}}.$$

Расчет сопротивления анодной нагрузки $R_а$

Расчет сопротивления анодной нагрузки $R_а$ каскада усилителя напряжения, работающего с пентодом, несколько отличается от расчета $R_а$ каскада усилителя, работающего с триодом.

Расчет $R_а$ пентодного усилителя производится из условий:

1) допустимых частотных искажений;
2) допустимых нелинейных искажений.

Для выполнения первого условия величина $R_а$ рассчитывается по формуле (6-9):

$$R_а = \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{\omega_в C_{\text{общ}}},$$

где

$$C_{\text{общ}} = C_{\text{вых}} + C'_{\text{вх}} + C_м;$$

$$C'_{\text{вх}} = C_{\text{вх. л}} + C_{\text{пр}}(1 + K).$$

Выполнение второго условия обеспечивается построением динамической характеристики, как показано на рис. 6-10,*а*. Величина $U_и$ обычно определяется при расчете выходного каскада усилителя и, следовательно, является заданной при расчете усилителя напряжения. Ток I определяется по формуле

$$I = \frac{U_и}{R_а + R_ф}.$$

Сопротивление фильтра $R_ф$ обычно выбирается из условия

$$R_ф = (0{,}25 \div 0{,}3) R_а.$$

Рабочая точка P выбирается на той характеристике, для которой $|-E_{c1}| \geqslant U_{m\,c1} + (0{,}5 \div 1)$. Величину $U_{m\,c1}$, как было уже указано, можно определить путем деления выходного напряжения рассчитываемого каскада на коэффициент усиления этого же каскада. При достаточно большой величине $U_{m\,c1}$ могут возникнуть значительные нелинейные искажения за счет перемещения рабочей точки в криволинейный участок характеристики. Для проверки отсутствия нелинейных искажений при выбранной

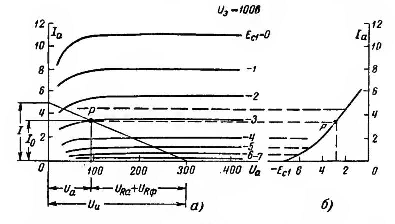


Рис. 6-10. Построение динамической характеристики для ламп 6Ж8.

рабочей точке и данном напряжении $U_{m\,c1}$ можно построить сеточную динамическую характеристику, как показано на рис. 6-10,*б*. Если эта характеристика до значения смещения более $-2E_{c1}$ остается прямолинейной, то нелинейные искажения будут отсутствовать или будут иметь незначительную величину. При малых амплитудах сигнала $U_{m\,c1}$ такая проверка является необязательной.

При построении динамической характеристики с учетом сопротивления фильтра $R_ф$ фактическая динамическая характеристика для переменной составляющей анодного тока будет располагаться несколько круче, чем динамическая характеристика, изображенная на рис. 6-10 с учетом $R_ф$. Это объясняется тем, что конденсатор $C_ф$ для переменной составляющей анодного тока представляет незначительное сопротивление. При расчете

усилителя это можно не учитывать, так как режим работы лампы при этом изменится незначительно.

Для построения динамической характеристики пентода надо иметь семейство статических анодных характеристик, снятых при разных значениях $U_э$, чтобы иметь

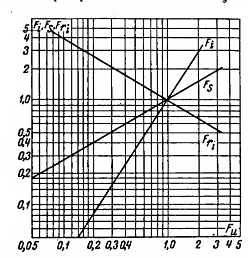


Рис. 6-11. Номограмма для расчета коэффициентов преобразования. При расчетах следует определять: $1 - F_u = \frac{U'_э}{U_э}$, где $U_э$—значение экранного напряжения, приводимое в справочнике; $U'_э$ — новое значение экранного напряжения; $2 - F_i$ — коэффициент для пересчетов токов $i_а$ и $i_э$; $3 - F_s$—коэффициент для пересчета крутизны характеристики лампы; $4—R_i$—коэффициент для пересчета внутреннего сопротивления лампы; новые значения $i_а$, $i_э$, S и R_i получаются в результате перемножения данных справочника на соответствующий коэффициент F.

возможность выбрать семейство анодных характеристик, соответствующих $U_э < U_а$. Обычно $U_э = (0{,}5 \div 0{,}75)\ U_а$. Условие $U_э < U_а$ обычно выполняется для уменьшения постоянной составляющей анодного тока, которая вызывает бесполезную потерю напряжения на нагрузке $R_а$.

В то же время при уменьшении $U_э$ падает крутизна S и усиление каскада K. В справочниках обычно отсутствуют характеристики и параметры ламп при пониженном экранном напряжении. Для приближенного расчета можно воспользоваться коэффициентом преобразования F, позволяющим рассчитывать анодный и экранный токи, крутизну и внутреннее сопротивление лампы при новом экранном напряжении, если известны значения этих величин для приводимого в справочнике значения $U_э$. Коэффициент преобразования F определяется по номограмме рис. 6-11.

Например, имеется семейство характеристик пентода (рис. 6-10), снятых при $U_э = 100$ *в*. Для выбранной на динамической характеристике рабочей точки P $U_а = 100$ *в*. Выбрав $U_э = 50$ *в*, по номограмме рис. 6-11 определим коэффициенты преобразования

$$F_u = \frac{E'_э}{E_э} = \frac{50}{100} = 0{,}5.$$

Тогда коэффициент преобразования по току $F_i = 0{,}35$, по крутизне характеристики $F_s = 0{,}7$ и по сопротивлению лампы $F_{Ri} = 1{,}6$. Новые значения $I_а$, $I_э$, S_u и R_i получаются в результате помножения данных справочника на соответствующие коэффициенты F.

Расчет $R_а$ для триодного усилителя напряжения производится из условий:

1) допустимых частотных искажений;

2) наибольшего коэффициента усиления;

3) допустимых нелинейных искажений.

Выполнение первого условия обеспечивается выбором эквивалентного сопротивления согласно выражению (6-7):

$$R_{экв} = \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{\omega_в C_{общ} 10^{-12}},$$

где

$$C_{общ} = C_{вых} + C'_{вх} + C_м; \quad C'_{вх} = C_{вх} + C_{пр}(1 + K).$$

Если $R_{экв}$ окажется меньше R_i, то $R_а$ рассчитывается по формуле (6-11).

Если $R_{экв} > R_i$, то $R_а$ рассчитывается по формуле наибольшего коэффициента усиления (6-12):

$$R_а = \alpha R_i.$$

На рис. 6-12 приведена зависимость коэффициента усиления каскада K от коэффициента анодной нагрузки α. Из графика видно, что величину α целесообразно выбирать в пределах $\alpha = 3 \div 4$. При большем значении α коэффициент усиления каскада усилителя возрастает незначительно, но в то же время за счет большого падения напряжения на $R_а$ напряжение на аноде сильно уменьшается и для обеспечения нормального анодного напряжения приходится повышать напряжение выпрямителя $U_{выпр}$. При значении α меньше 3 заметно падает коэффициент усиления каскада. Что касается третьего условия, то его выполнение можно проверить построением динамической характеристики и выбором рабочей точки. Это построение производится подобно построению динамической характеристики для пентодного усилителя.



Рис. 6-12. Графическое изображение зависимости K от α.

Расчет и выбор элементов схемы усилителя

Сопротивление утечки сетки лампы, как показано выше, выбирается равным $R_{с1} = (6 \div 10) R_а$, но не более 2—2,5 *Мом*, если $R_{с1}$ включено в цепь сетки лампы усилителя напряжения, и не более 0,6 — 0,8 *Мом*, если оно включено в цепь сетки лампы выходного каскада.

Емкость конденсатора рассчитывается по формуле

$$C_{с1} = \frac{10^{12}}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}} \, [пф].$$

Расчет элементов катодной цепи $R_к$ и $C_к$: для триода

$$R_к = \frac{|-E_{с1}|}{I_0};$$

для пентода

$$R_{к}=\frac{|-E_{c1}|}{I_0+I'_э},$$

где $-E_{c1}$ — сеточное напряжение той характеристики, на которой выбрана рабочая точка P;

I_0 — анодный ток покоя, который определяется по динамической характеристике;

$I'_э$ — ток экранирующей сетки, величина которого определяется с помощью коэффициента преобразования F_I.

Конденсатор $C_к$ рассчитывается из условия, что его сопротивление X_c на частоте $F_н$ для переменной составляющей анодного тока будет в 5 раз меньше, чем сопротивление $R_к$:

$$C_к=\frac{10^6}{2\pi F_н 0,2R_к} \quad [мкф].$$

Расчет элементов схемы $R_э$ и $C_э$:

$$R_э=\frac{U_н-U_э}{I'_э},$$

где $U_н$ — напряжение источника анодного питания, заданного при расчете;

$U_э$ — выбранная величина напряжения экранирующей сетки;

$I'_э$ — ток экранирующей сетки, $I'_э=F_I I_э$.

Емкость $C_э$ рассчитывается по формуле

$$C_э=\frac{10^6}{2\pi F_н\, 0,2R_э}.$$

Расчет коэффициента усиления каскада усилителя напряжения производится по формуле

$$K_0=S'R_а,$$

где

$$S'=SF_s.$$

Все сопротивления в схеме, по которым протекает постоянная составляющая анодного и экранного токов,

должны быть выбраны в соответствии с рассеиваемой мощностью, которая определяется по формуле

$$P_{расс} = I^2 R.$$

Конденсаторы, входящие в схему, должны быть соответственно подобраны по величине рабочего напряжения.

Пример расчета усилителя напряжения на сопротивлениях

Задание. Рассчитать усилитель напряжения на сопротивлениях для обеспечения необходимой величины $U_{вых}$ при заданных величинах $U_{вх}$, M и γ.

Для расчета заданы:

1) напряжение на входе 15 *мв*;
2) напряжение на выходе 12 *в*;
3) полоса частот от $F_н = 50$ *гц* до $F_в = 1 \cdot 10^4$ *гц* при частотных искажениях $M = 1$ *дб* $(M_н = M_в = 1{,}12)$;
4) нелинейные искажения $\gamma = 2{,}5\%$;
5) напряжение источника анодного питания $U_н = 280$ *в*;
6) напряжение накала ламп 6,3 *в*;
7) емкость монтажа 25 *пф*;
8) усилитель мощности имеет входную емкость C_0 10 *пф*.

Расчет усилителя

1. Определяем число каскадов усилителя напряжения. Для этого определим общий коэффициент усиления усилителя $K_{общ}$:

$$K_{общ} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{12}{0{,}015} = 800.$$

Для обеспечения запаса по усилению должно выполняться условие

$$K'_{общ} = (1{,}25 \div 1{,}5)\, K_{общ} = (1{,}25 \div 1{,}5)\, 800.$$

Принимаем $K'_{общ} = 1\,200$.

Общее усиление усилителя определяется по формуле

$$K''_{общ} = K_1 K_2 \ldots K_n.$$

При этом должно быть выполнено условие

$$K''_{общ} \geqslant K'_{общ}.$$

Предварительно выбираем два каскада усилителя. Для определения величин K_1 и K_2 выбираем для первого каскада лампу 6Ж8, а для второго каскада лампу 6С5.

Для лампы 6Ж8: $\mu = 1\,650$; $R_i = 1$ *Мом*; $S = 1{,}65$ *ма/в*; $C_{вых} = 7$ *пф*; $C_{вх} = 6$ *пф*; $C_{пр} = 0{,}005$ *пф*; $I_э = 0{,}8$ *ма*.

Для ламп 6С5: $\mu = 20$; $R_i = 12 \cdot 10^3$ *ом*; $S = 1{,}67$ *ма/в*; $C_{вых} = 12$ *пф*; $C_{вх} = 3{,}8$ *пф*; $C_{пр} = 2$ *пф*.

Определяем ориентировочные коэффнцнеиты усиления каскадов для триода 6С5 $K = 0{,}6\mu = 0{,}6 \cdot 20 = 12$;

для пеитода 6Ж8 $K = 0{,}06\mu = 0{,}06 \cdot 1\,650 \approx 100$.

Тогда $K''_{общ} = 100 \cdot 12 = 1\,200$, т. е. условие $K''_{общ} \geqslant K'_{общ}$ выполияется.

2. Определяем напряженне сигнала на сетках ламп первого и второго каскадов:

$$U_{m\,c1\,(6C5)} = \frac{U_{вых}}{K_{(6C5)}} = \frac{12}{12} = 1{,}0 \ в;$$

$$U_{m\,c1\,(6Ж8)} = \frac{U_{m\,c1\,(6C5)}}{K_{(6Ж8)}} = \frac{1{,}0}{100} \approx 10 \ мв.$$

3. Распределяем между каскадами усилнтеля частотные искажения поровиу:

$$M_1 = M_2 = \sqrt{M_{задан}} = \sqrt{1{,}12} = 1{,}06.$$

4. Распределяем между каскадамн усилнтеля нелннейные искажеиия. Для первого каскада по лампе 6Ж8 задаемся велнчиной $\gamma_I = 1\%$, так как амплнтуда входного сигиала мала, графическое определение иелннейных искаженнй практически иевозможно. Тогда для второго каскада величнну γ_{II} определяем нз выражения:

$$\gamma_{II} = \gamma_{задан} - \gamma_I = 2{,}5 - 1 = 1{,}5\%.$$

Детальиый расчет каскада с лампой 6Ж8

1. Определяем сопротивление $R_а$ из условия допустнмых частотиых искаженнй:

$$R_{экв} = \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{\omega_в C_{общ}} = \frac{\sqrt{1{,}06^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 10^4 \cdot 57 \cdot 10^{-12}} = 100 \cdot 10^3 \ ом,$$

где

$$C_{общ} = C_{вых\,(6Ж8)} + C_{вх\,(6C5)} + C_{пр\,(6C5)}(1 + K_{6C5}) + C_{монт} = 7 + 3{,}8 + 2(1 + 10) + 25 = 57 \ пф.$$

Так как для пентода справедлнво условие $R_i \gg R_а$, будем считать, что $R_{эк} \approx R_а = 100 \cdot 10^3$ ом.

2. Для выбора рабочей точки P иа характеристике лампы при даниом зиачеинн $R_а$ стронм дииамнческую характеристику, как показано иа рис. 6-13, для чего определяем ток:

$$I = \frac{U_и}{R_а + R_ф} = \frac{280}{(100+25) \cdot 10^3} = 2{,}24 \ ма,$$

где

$$R_ф = (0{,}25 \div 0{,}3)\,R_а = (0{,}25 \div 0{,}3)\,100 \cdot 10^3.$$

Прииимаем $R_ф = 25 \cdot 10^3$ ом.

Предварительно рабочую точку выбираем на характеристике, у которой $E_{c1} = -4$ *в*, так как это напряжение является наименьшим, при котором рабочая точка находится на прямолинейном участке характеристики, и в то же время лампа работает без сеточных токов,

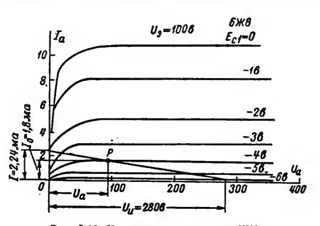


Рис. 6-13. Характеристики лампы 6Ж8.

так как $|-E_{c1}| > U_{m\,c1}$. Выбранной рабочей части P соответствует $U_a = 80$ *в*. Из условия $U_э < U_a$ выбираем $U_э = 60$ *в*. Пользуясь номограммой коэффициентов преобразования, определим коэффициенты F:

$$F_u = \frac{U'_э}{U_э} = \frac{60}{100} = 0{,}6;\ F_l = 0{,}45;\ F_s = 0{,}75 \text{ и } F_{Rl} = 1{,}45.$$

Соответственно этим коэффициентам рассчитаем новые значения параметров ламп: $R_l = R_l \cdot 1{,}45 = 1$ *Мом*$\cdot 1{,}45 = 1{,}45$ *Мом*; $S' = S \cdot 0{,}75 = 1{,}65 \cdot 0{,}75 = 1{,}24$ *ма/в*.

Ток покоя в рабочей точке P

$$I'_0 = I_0 \cdot 0{,}45 = 1{,}8 \cdot 0{,}45 = 0{,}81 \text{ ма}.$$

Ток экранирующей сетки

$$I'_э = I'_э \cdot 0{,}45 = 0{,}80 \cdot 45 = 0{,}36 \text{ ма}.$$

Если пересчет тока покоя I_0 сделать для других характеристик с другими значениями $-E_{c1}$, то для характеристики, у которой $E_{c1} = -3$ *в*, ток $I'_0 = 2 \cdot 0{,}45 = 0{,}9$ *ма*. Следовательно, эта характеристика примерно займет положение характеристики, у которой $E_{c1} = -4$ *в* (до пересчета), и, следовательно, окончательно рабочую точку P можно выбрать на характеристике с $E_{c1} = -3$ *в*, для которой также выполняются условия, указанные ранее.

3. Определяем величину сопротивления R_{c1}:

$$R_{c1} = (6 \div 10) R_a = (6 \div 10)\, 100 \cdot 10^3 \ ом.$$

Принимаем $R_{c1} = 1$ *Мом.*

4. Определяем величину емкости C_{c1}:

$$C_{c1} = \frac{10^{12}}{\omega_н R_{c1} \sqrt{M_н^2 - 1}} = \frac{10^{12}}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 10^6 \sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 8 \cdot 10^3 \ пф.$$

5. Определяем величины элементов автоматического смещения $R_к$ и $C_к$:

$$R_к = \frac{|-E_{c1}|}{I_0 + I_э} = \frac{3 \cdot 10^3}{0{,}9 + 0{,}36} = 2\,300 \ ом;$$

$$C_к = \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0{,}2 R_к} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 0{,}2 \cdot 2\,300} = 6 \ мкф.$$

6. Определяем величины элементов цепи экранирующей сетки:

$$R_э = \frac{U_н - U_э}{I_э} = \frac{280 - 60}{0{,}36} = 611 \cdot 10^3 \ ом;$$

$$C_э = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 0{,}2 \cdot 611 \cdot 103} = 0{,}02 \ мкф.$$

7. Определяем коэффициент усиления каскада:

$$K = S' R_a = 1{,}24 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3 = 124.$$

Детальный расчет каскада с лампой 6С5

1. Определяем величину сопротивления R_a из условия допустимых частотных искажений:

$$R_{экв} = \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{\omega_в C_{общ}} = \frac{\sqrt{1{,}06^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 10^4 \cdot 47 \cdot 10^{-12}} = 117 \cdot 10^3 \ ом,$$

где

$$C_{общ} = C_{вых\ (6С5)} + C_0 + C_м = 12 + 10 + 25 = 47 \ пф.$$

Так как $R_{экв} > R_i$, R_a определить из выражения $R_a = \frac{R_{экв} R_i}{R_i - R_{экв}}$ нельзя; определяем R_a из условия наивыгоднейшей величины α:

$$R_в = \alpha R_i = (2 \div 4) R_i = (2 \div 4)\, 12 \cdot 10^3 \ ом.$$

Принимаем $R_a = 24 \cdot 10^3$ *ом.*

2. Для выбора рабочей точки *P* на характеристике лампы при данном значении R_a строим динамическую характеристику, как показано на рис. 6-14, для чего определяем ток *I*:

$$I = \frac{U_н}{R_a} = \frac{280}{24 \cdot 10^3} = 11{,}7 \ ма.$$

Рабочую точку выбираем на характеристике, у которой $E_{c1} = -4$ *в*, так как при этом выполняется условие $|-E_{c1}| \geqslant U_{m\,c1} + (0{,}5 \div 1)$ и рабочая точка находится на прямолинейном участке характеристики.

Вследствие малой величины напряжения сигнала ($U_{m\,c1} \approx 1{,}0$ *в*) величину γ_2 по динамической характеристике не определяем и считаем, что величина нелинейных искажений не превышает ранее заданной величины $\gamma_2 = 1{,}5\%$.

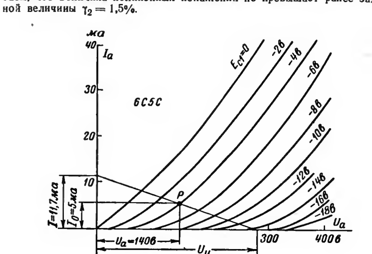


Рис. 6-14. Характеристики лампы 6С5.

3. Определяем величину сопротивления R_{c1} из условия

$$R_{c1} = (6 \div 10)\, R_a = (6 \div 10)\, 24 \cdot 10^3;$$

принимаем $R_{c1} = 24 \cdot 10^4$ *ом*.

4. Определяем величину емкости C_{c1}:

$$C_{c1} = \frac{10^{12}}{\omega_н R_{c1} \sqrt{M_н^2 - 1}} = \frac{10^{12}}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 24 \cdot 10^4 \sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 32 \cdot 10^3 \ пф.$$

5. Определяем величины автоматического смещения $R_к$ и $C_к$

$$R_к = \frac{|-E_{c1}|}{I_0} = \frac{2}{5 \cdot 10^{-3}} = 400 \ ом;$$

$$C_к = \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0{,}2 R_к} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 0{,}2 \cdot 800} \approx 17 \ мкф.$$

6. Определяем коэффициент усиления каскада K:

$$K = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} = \frac{24 \cdot 10^3}{24 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} = 13{,}2.$$

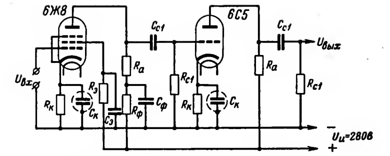


Рис. 6-15. Схема усилителя на сопротивлениях.

7. Определяем общий коэффициент усиления двух каскадов усилителя:

$$K_{общ} = K_1 K_2 = 124 \cdot 13{,}2 = 1\,636,$$

что вполне удовлетворяет поставленным ранее условиям.

На рис. 6-15 изображена принципиальная схема рассчитанного усилителя на сопротивлениях.

6-3. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ И ДРОССЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

В ряде схем усилителей напряжения в анодную цепь лампы включаются или повышающий междуламповый трансформатор, или дроссель низкой частоты. Такие усилители соответственно называются трансформаторными и дроссельными. Этот вид усилителей находит широкое применение в технике проводной связи. В радиоприемниках, в усилителях напряжения трансформаторные и дроссельные схемы встречаются довольно редко, так как они уступают усилителям на сопротивлениях по качеству работы и, кроме того, сложнее и дороже их.

а) Трансформаторный усилитель

Принципиальная схема трансформаторного усилителя представлена на рис. 6-16. По сравнению с усилителем напряжения на сопротивлениях трансформаторная схема усилителя обладает рядом достоинств и недостатков, основные из которых следующие.

Достоинства схемы

1. Возможность применения источников анодного питания с меньшей величиной напряжения за счет небольшой величины падения напряжения на анодной нагрузке

схемы, так как первичная обмотка трансформатора для постоянной составляющей анодного тока обладает сравнительно небольшим омическим сопротивлением. Это является существенным при питании усилителя от постоянных

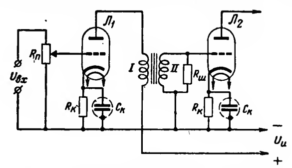


Рис. 6-16. Схема трансформаторного усилителя напряжения.

источников тока (аккумуляторов и гальванических элементов).

2. Возможность без усложнения схемы получить симметричный выход, что необходимо в случае применения на выходе усилителя двухтактного каскада.

Недостатки схемы

1. Сравнительно узкий диапазон равномерно усиливаемых частот.

2. Более высокая стоимость, большие габариты и вес.

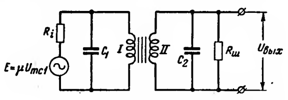


Рис. 6-17. Эквивалентная схема трансформаторного усилителя напряжения.

При работе схемы (рис. 6-16) по первичной обмотке трансформатора протекает переменная составляющая анодного тока, которая наводит во вторичной обмотке переменную э. д. с. Для более устойчивой работы, а также для выравнивания частотной характеристики, включается

сопротивление $R_ш$, шунтирующее вторичную обмотку трансформатора.

Для анализа работы трансформаторной схемы усилителя заменим схему рис. 6-16 эквивалентной схемой рис. 6-17. Если элементы, входящие во вторичную обмотку

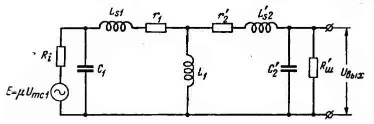


Рис. 6-18. Общая эквивалентная схема трансформаторного усилителя напряжения.

трансформатора, пересчитать в первичную обмотку, то получим общую эквивалентную схему, изображенную на рис. 6-18.

В схеме рис. 6-18 приняты следующие обозначения. Элементы первичной обмотки трансформатора:

r_1 — активное сопротивление первичной обмотки;

L_1 — индуктивность первичной обмотки;

L_{s1} — индуктивность рассеяния первичной обмотки;

C_1 — емкость, входящая в первичную обмотку трансформатора, представляющая сумму емкостей: выходной емкости лампы $C_{вых}$, междувитковой емкости первичной обмотки $C_{тр}$ и емкости монтажа $C_м$.

Элементы вторичной обмотки, приведенные к первичной обмотке:

$r'_2 = \frac{r_2}{n}$ — активное сопротивление вторичной обмотки;

$L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2}$ — индуктивность рассеяния вторичной обмотки, где $n = \frac{w_2}{w_1}$ — коэффициент трансформации;

$C'_2 = C_2 n^2$ — суммарная емкость вторичной обмотки, где

$$C_2 = C_{вх} + C_{тр} + C_м;$$

$R'_ш = \frac{R_ш}{n^2}$ — сопротивление, шунтирующее вторичную обмотку.

Типовые частотные характеристики каскада трансформаторного усилителя приведены на рис. 6-19.

В области низших звуковых частот в общей эквивалентной схеме можно пренебречь индуктивностями рассеяния L_{s1} и L'_{s2}, так как их сопротивления малы и не влияют на частотную характеристику усилителя. Тогда эквива-

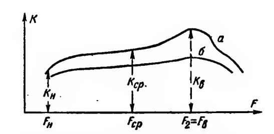


Рис. 6-19. Типовая частотная характеристика трансформаторного усилителя напряжения.
а — частотная характеристика при отсутствии сопротивления $R_ш$; *б* — частотная характеристика при включенном сопротивлении $R_ш$.

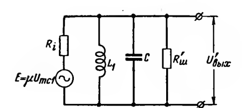


Рис. 6-20. Эквивалентная схема трансформаторного усилителя напряжения для низших частот.

лентная схема каскада усилителя будет иметь вид, показанный на рис. 6-20. В этой схеме $C=C+C_2'$; $U'_{вых}=\frac{U_{вых}}{n}$.

Завал частотной характеристики в области низших частот возникает за счет уменьшения индуктивного сопротивления первичной обмотки трансформатора.

Необходимая величина индуктивности первичной обмотки L_1 рассчитывается по формуле

$$L_1 = \frac{R_{экв}}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}}, \qquad (6\text{-}14)$$

где

$$R_{экв} = \frac{R_i' R_ш'}{R_i' + R_ш'};\ R_i' = R_i + r_1 + r_2';\ R_ш' = \frac{R_ш}{n^2}.$$

Если пренебречь действием емкости C, сопротивление которой X_c в области низших частот значительно больше X_{L1}, коэффициент усиления каскада в области низших частот по аналогии с коэффициентом усиления усилителя мощности можно рассчитать по формуле

$$K_н = \frac{\mu n q}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{экв}}{\omega_н L_1}\right)^2}}, \qquad (6\text{-}15)$$

где

$$q = \frac{R_ш'}{R_ш' + R_i'}.$$

Если сопротивление $R_ш'$ отсутствует, то в формулах (6-14) и (6-15) можно считать $R_{экв} = R_i$; $q = 1$.

В области средних частот все реактивные элементы, входящие в общую эквивалентную схему, практически не влияют на величину коэффициента усиления. Тогда эквивалентная схема каскада усилителя для средних частот будет иметь вид, показанный на рис. 6-21.

Коэффициент усиления каскада в этом случае рассчитывается по формуле

$$K_{\text{ср}} = \mu n \frac{R'_{\text{ш}}}{R'_{\text{ш}} + R'_i}, \qquad (6\text{-}16)$$

где

$$R'_i = R_i + r_1 + r'_2.$$

В области высших частот в общей эквивалентной схеме можно пренебречь индуктивностью L_1, сопротивление

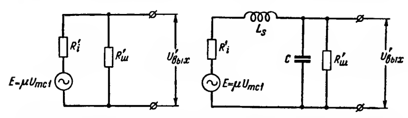


Рис. 6-21. Эквивалентная схема трансформаторного усилителя напряжения для средних частот.

Рис. 6-22. Эквивалентная схема трансформаторного усилителя напряжения для высших частот.

которой значительно возрастает и выполняется условие $X_{L1} \gg R'_{\text{ш}}$.

Эквивалентная схема каскада усилителя в этом случае будет иметь вид, представленный на рис. 6-22. В этой схеме

$$L_s = L_{s1} + L'_{s2};$$

$$C = C_1 + C'_2;$$

$$R'_i = R_i + r_1 + r'_2;$$

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{n}.$$

Из схемы рис. 6-22 видно, что в области высших частот образуется последовательный контур, состоящий из индуктивности рассеяния L_s и емкости C, к которой параллельно подключено сопротивление $R'_{\text{ш}}$. Если прене-

бречь действием сопротивления $R'_ш$, то резонансную частоту этого контура можно подсчитать по формуле

$$f_2=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_sC}}.$$

На частоте резонанса значительно возрастает напряжение $U_{вых}$, т. е. возрастает коэффициент усиления K. На частоте, превышающей f_2, спадание частотной характеристики происходит более круто, чем в усилителях на сопротивлениях. По этим причинам частоту второго резонанса f_2 желательно иметь около верхней граничной частоты заданного диапазона усиливаемых частот. Коэффициент усиления на частоте $f_в$, отличающейся от частоты f_2, рассчитывается по формуле

$$K_в=\mu n\frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{R'_i}{R'_ш}-\omega_в^2L_sC\right)^2+\left(\frac{\omega_вL_s}{R'_ш}+\omega_вCR_i\right)^2}}. \quad (6\text{-}17)$$

Для того чтобы второй резонанс лежал примерно на частоте $f_2=f_в$, коэффициент трансформации обычно выбирают в пределах $n=\frac{w_2}{w_1}=2\div 3$.

Коэффициент усиления каскада усилителя при резонансе может быть рассчитан по формуле

$$K_в=\mu n\frac{1}{1+\frac{R'_i}{R'_ш}}. \quad (6\text{-}18)$$

Для снижения пика частотной характеристики, вызванного вторым резонансом (рис. 6-19), обычно подбирается соответствующая величина сопротивления $R'_ш$.

Если для трансформаторного усилителя применяются триоды, для которых величина анодной нагрузки может быть выбрана из условия $R_а=(3\div 4)R_i$, то величину $R_ш$ можно подсчитать по формуле

$$R_ш=R_аn^2. \quad (6\text{-}19)$$

б) Дроссельный усилитель

Принципиальная схема дроссельного усилителя представлена на рис. 6-23.

По сравнению с усилителем напряжения на сопротивлениях дроссельный усилитель обладает некоторыми достоинствами, а также недостатками.

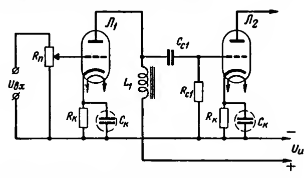


Рис. 6-23. Схема дроссельного усилителя напряжения.

Достоинства схемы

1. Возможность получения несколько большего усиления, чем у каскада усилителя на сопротивлении.

2. Возможность применения источника анодного напряжения с меньшей величиной напряжения.

Недостатки схемы

1. Сравнительно узкий диапазон равномерно усиливаемых частот.

2. Более высокая стоимость, вес, габариты.

При работе схемы (рис. 6-23) через дроссель протекает пульсирующий ток, который на дросселе создает пульсирующее напряжение с частотой поданного на вход сигнала. Переменная составляющая этого напряжения подается через конденсатор на сетку лампы следующего каскада. Общая эквивалентная схема дроссельного каскада приведена на рис. 6-24. В этой схеме емкость C представляет сумму емкостей: входной емкости лампы $C'_{вх}$; междувитковой емкости дросселя $C_{др}$; емкости монтажа $C_{м}$ и выходной емкости лампы $C_{вых}$. При этом

$$C'_{вх} = C_{вх\,(Л2)} + C_{пр\,(Л2)}(1 + K_2).$$

Сопротивление R_{c1} служит не только для подачи отрицательного напряжения на сетку лампы, но также для шунтирования контура, состоящего из L и C. Типовая частотная характеристика дроссельного усилителя приведена на рис. 6-25,*а*. Завал частотной характеристики

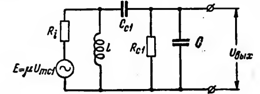


Рис. 6-24. Общая эквивалентная схема дроссельного усилителя напряжения.

в области низших частот возникает за счет уменьшения индуктивного сопротивления обмотки X_L, а также за счет увеличения падения напряжения на емкости C_{c1}. В то же время форма частотной характеристики в области низших частот может резко измениться, если на некоторой частоте f_1 возникает резонанс токов, вызывающий увеличение коэффициента усиления.

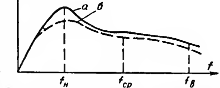


Рис. 6-25. Типовая частотная характеристика дроссельного усилителя напряжения.

а — частотная характеристика при незначительном шунтирующем действии сопротивлений R_i и R_{c1}; *б* — частотная характеристика с учетом шунтирующего действия сопротивлений R_i и R_{c1}.

Если пренебречь действием сопротивления R_{c1}, то резонансную частоту этого контура можно подсчитать по формуле

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

С помощью подъема частотной характеристики этой схемы в области низших частот можно получить коррекцию общей характеристики усилителя, если другие каскады будут работать со значительным завалом характеристики в области низших частот. Такой подъем частотной характеристики удается получить при применении пентода и при большой величине R_{c1}, так как в этом случае контур, остоящий из L и C, шунтируется незначительно.

Для срезания пика в области низших частот обычно применяют триоды с левой характеристикой (с малым значением R_i), а также уменьшают величину сопротивления R_{c1}, при этом частотная характеристика примет вид, показанный на рис. 6-25,*б*.

В области высших частот сопротивление емкости C уменьшается, что приводит к уменьшению сопротивления анодной нагрузки и, следовательно, к завалу частотной характеристики. На средних частотах обычно сопротивление дросселя X_L значительно больше R_{c1}:

$$X_L \gg R_{c1},$$

и поэтому коэффициент усиления каскада усилителя можно рассчитать по формуле

$$K_{cp} = \mu \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_{c1}}}. \qquad (6\text{-}20)$$

Таким образом, усиление не превосходит коэффициента усиления лампы μ, но приближается к нему, если сопротивление R_{c1} выбрано достаточно большим.

Краткие выводы

1. Наиболее часто в радиоаппаратуре применяются усилители на сопротивлениях, которые по сравнению с другими типами усилителей вносят наименьшую величину частотных искажений.

2. Усилители напряжения на трансформаторах и дросселях по сравнению с усилителем напряжения на сопротивлениях создают большую величину частотных искажений, но могут работать при более низком напряжении источника анодного питания.

3. Завал частотной характеристики усилителя напряжения на сопротивлениях в области низших частот появляется за счет увеличения сопротивления переходных емкостей C_{c1}; в области высших частот коэффициент усиления падает за счет уменьшения сопротивления анодной нагрузки (уменьшение сопротивления емкостей схемы, шунтирующих анодную нагрузку).

4. Завал частотной характеристики усилителя напряжения на дросселях и трансформаторах в области низших

частот появляется за счет уменьшения индуктивного сопротивления анодной нагрузки, а в усилителях на дросселях дополнительно за счет переходных емкостей C_{c1}; в области высших частот уменьшение усиления происходит за счет увеличения сопротивления индуктивности рассеяния.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каково назначение усилителя напряжения и усилителя мощности?
2. От чего зависит число каскадов усилителя напряжения?
3. Перечислить преимущества усилителя напряжения на сопротивлениях по сравнению с другими типами усилителей.
4. За счет каких причин в усилителе напряжения на сопротивлениях в области низших и высших звуковых частот создается завал частотной характеристики?
5. Какими методами можно уменьшить завал частотной характеристики в усилителе напряжения на сопротивлениях в области низших и высших звуковых частот?
6. Для какой цели в усилителе напряжения обеспечивается режим работы ламп, при котором $|-E_{c1}|>U_{m\,c1}$?
7. Почему при расчете анодной нагрузки усилителя R_a для триода выбирают $R_a > R_i$, а для пентода $R_a < R_i$?
8. Какими преимуществами и недостатками обладает усилитель напряжения на трансформаторах и дросселях по сравнению с усилителем на сопротивлениях?
9. Почему емкость лампы в режиме усиления больше статической емкости этой же лампы?
10. Как влияет динамическая емкость лампы на частотную характеристику усилителя?

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

7-1. СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Обратной связью в УНЧ называется такая электрическая связь между каскадами усилителя, когда часть выходного напряжения вновь поступает на вход того же усилителя. Обратная связь в УНЧ может быть паразитной, когда она возникает за счет нежелательного влияния различных цепей усилителя друг на друга, а также искусственно применяемой для улучшения электрических данных усилителя.

В зависимости от фазовых соотношений входного и выходного напряжений обратная связь в УНЧ может быть положительной или отрицательной. Если в результате обратной связи часть выходного напряжения U_β поступает на вход усилителя в фазе с напряжением $U_{вх}$, то такая

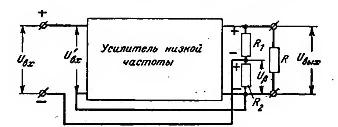


Рис. 7-1. Блок-схема усилителя с положительной обратной связью.

обратная связь называется положительной (рис. 7-1). Если напряжение U_β поступает на вход усилителя в противофазе с напряжением $U_{вх}$, то такая обратная связь называется отрицательной (рис. 7-2).

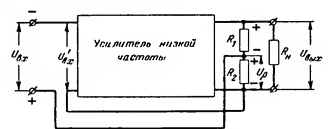


Рис. 7-2. Блок схема усилителя с отрицательной обратной связью.

В схемах рис. 7-1 и 7-2 цепь, состоящая из R_1 и R_2, представляет собой делитель напряжения, который подключается параллельно сопротивлению внешней нагрузки $R_н$.

При положительной обратной связи коэффициент усиления усилителя $K_\beta = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ будет больше, чем коэффи-

циент усиления без обратной связи, так как при той же велнчнне $U_{вх}$ напряженне $U'_{вх}$ увеличивается:

$$U'_{вх}=U_{вх}+U_{\beta},$$

что приведет к увеличению $U_{вых}$ и, следовательно, к увеличенню K_{β}. В то же время при положительной обратной связи соответственно возрастают все виды искажений.

При отрицательной обратной связи коэффнциент усиления усилителя K_{β} уменьшается, так как при той же величине $U_{вх}$ напряжение $U'_{вх}$ уменьшается:

$$U'_{вх}=U_{вх}-U_{\beta},$$

что приводит к уменьшению $U_{вых}$ и, следовательно, к уменьшению K_{β}.

Вместе с тем прн отрицательной обратной связи соответственно уменьшаются все внды нскаженнй. Нанбольшее прнмененне в современной радноаппаратуре находнт отрнцательная обратная связь, которая и рассматривается в этом разделе. Величина напряження обратной связи U_{β}, подаваемого на вход усилителя, может завнсеть от величнны выходного напряжения, нлн от велнчины тока, протекающего через нагрузку, или одновременно от напряжения н тока. В соответствнн с этнм различают следующие внды обратной связн:

1) отрнцательную обратную связь по напряженню;
2) отрнцательную обратную связь по току;
3) смешанную отрицательную обратную связь.

7-2. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ КАСКАДА С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для вывода формулы коэффнциента уснлення каскада, охваченного отрнцательной обратной связью, воспользуемся блок-схемой, прнведенной на рнс. 7-2.

Здесь

$$K_{\beta}=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}; \qquad (7\text{-}1)$$

$U'_{вх}$ для схемы рис. 7-2 определится выражением

$$U'_{вх}=U_{вх}-U_{\beta}$$

или

$$U_{вх}=U'_{вх}+U_{\beta}. \qquad (7\text{-}2)$$

Степень обратной связи (так называемую глубину обратной связи) характеризуют коэффициентом обратной связи β:

$$\beta=\frac{U_{\beta}}{U_{вых}}. \qquad (7\text{-}3)$$

Из этого выражения определяем U_{β}:

$$U_{\beta}=\beta U_{вых}.$$

Полученную величину U_{β} подставляем в формулу (7-2) тогда

$$U_{вх}=U'_{вх}+\beta U_{вых}. \qquad (7\text{-}4)$$

Полученное выражение для $U_{вх}$ подставим в формулу (7-1):

$$K_{\beta}=\frac{U_{вых}}{U'_{вх}+\beta U_{вых}}.$$

Числитель и знаменатель полученного выражения разделим на $U'_{вх}$ и заменим отношение $U_{вых}/U'_{вх}$ коэффициентом усиления усилителя без обратной связи K. Тогда окончательно получим формулу для расчета коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью:

$$K_{\beta}=\frac{K}{1+K\beta}. \qquad (7\text{-}5)$$

В этом выражении величину $K\beta$ часто называют фактором обратной связи.

Как было сказано в начале этой главы, отрицательная обратная связь уменьшает все виды искажений — нелинейные, частотные и фазовые.

Кроме того, отрицательная обратная связь:

1) снижает фон на выходе усилителя за счет пульсаций напряжения источников питания;

2) повышает стабильность коэффициента усиления усилителя при изменении анодного напряжения и изменении величины сопротивления анодной нагрузки.

7-3. УМЕНЬШЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

В зависимости от допустимого уровня нелинейных искажений отрицательной обратной связью может быть охвачен один или несколько каскадов усилителя.

Наибольшую величину нелинейных искажений обычно создает выходной каскад усилителя, так как он работает при больших амплитудах входного сигнала.

Рассмотрим работу схемы выходного каскада усилителя, в котором применена отрицательная обратная связь

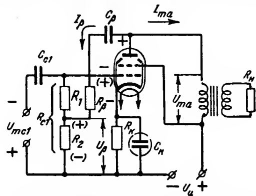


Рис. 7-3. Схема выходного каскада усилителя с отрицательной обратной связью.

по напряжению, как показано на рис. 7-3. На вход схемы подается напряжение сигнала U_{m1}, при этом между катодом и анодом лампы возникает переменное напряжение U_{ma}. Это напряжение в свою очередь создает в анодной цепи лампы переменный ток I_{ma}, который в основном проходит через цепь анодной нагрузки. Часть этого тока I_β (ток обратной связи) проходит через цепь обратной связи, состоящую из элементов C_β, R_β и R_2.

Падение напряжения U_β, создаваемое на сопротивлении R_2, через сопротивление R_1 в противофазе с напряжением сигнала подается на сетку лампы выходного каскада. Предположим, что в данный момент на сетку лампы подается положительный импульс напряжения сигнала U_{m1}, который в анодной цепи (рис. 7-4) вызывает появление положительного импульса анодного тока I_{m1}.

Если за счет нелинейности характеристик лампы в анодной цепи возникают дополнительные частоты (гармоники), например возникает вторая гармоника анодного тока I_{m2}, то, следовательно, ток обратной связи I_β, протекающий через сопротивление R_2, создает на нем падение напря-

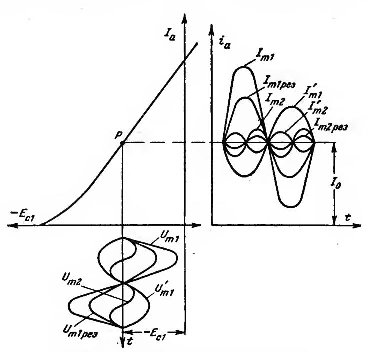


Рис. 7-4. Графическое изображение работы усилительиой лампы при наличии отрицательной обратной связи.

жения (U_β), содержащее как амплитуду первой гармоники U'_{m1}, так и амплитуду второй гармоники U_{m2}. При этом амплитуда первой гармоники напряжения U'_{m1} будет в противофазе с входным напряжением сигнала U_{m1}. Напряжение U_β, содержащее составляющие U'_{m1} и U_{m2}, в свою очередь вызовет соответствующее изменение анодного тока, в результате чего в анодной цепи появятся составляющие тока I'_{m1} и I'_{m2}.

В результате совместного действия в сеточной и анодной цепях лампы различных составляющих напряжения и тока результирующее входное напряжение будет содержать уменьшенную амплитуду первой гармоники $U_{m1\,рез}$ и, кроме того, амплитуду второй гармоники U_{m2}. Соответственно в анодной цепи будут действовать уменьшенная амплитуда тока первой гармоники $I'''_{m1\,рез}$ и соответственно уменьшенная амплитуда тока второй гармоники $I_{m2\,рез}$. Таким образом, с помощью обратной связи уменьшается амплитуда второй гармоники, которая возникла за счет нелинейности характеристик ламп, но одновременно уменьшается полезная выходная мощность за счет уменьшения амплитуды первой гармоники анодного тока I_{m1}. Для восстановления на выходе усилителя нормальной мощности на вход схемы рис. 7-3 следует подать напряжение сигнала с величиной U_{m1}, в $1+K\beta$ раз большей первоначальной величины входного напряжения.

При этом восстанавливается первоначальная величина амплитуды анодного тока I_{m1}, т. е. восстанавливается первоначальная величина выходной мощности. В то же время дополнительных нелинейных искажений, которые могли бы возникнуть за счет увеличения амплитуды входного сигнала, не создается, так как результирующее напряжение на сетке U_{m1} остается таким же, как и без обратной связи, за счет подачи на сетку напряжения U в противофазе с основным сигналом $U_{m\,c1}$. Так как при отрицательной обратной связи амплитуда первой гармоники анодного тока уменьшается в $1+K\beta$ раз, следовательно, и амплитуды всех гармоник анодного тока, возникшие за счет нелинейности характеристик лампы, также будут уменьшены в $1+K\beta$ раз. Таким образом, отрицательная обратная связь уменьшает величину нелинейных искажений в $1+K\beta$ раз, т. е.

$$\gamma_{\beta\,общ} = \frac{\gamma_{общ}}{1+\beta K}. \qquad (7\text{-}6)$$

7-4. УМЕНЬШЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ЧАСТОТНЫХ И ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Отрицательная обратная связь, применяемая в УНЧ для уменьшения величины нелинейных искажений, также в значительной степени снижает величину частотных

искажений. Для объяснения этого воспользуемся схемой, изображенной на рис. 7-3. Предположим, что без обратной связи выходной каскад УНЧ имеет частотную характеристику, изображенную на рис. 7-5,*а*. Завал характеристики в области низших и высших звуковых частот объясняется уменьшением напряжения U_{ma} на первичной обмотке выходного трансформатора, что и обусловливает уменьшение усиления K.

Из схемы рис. 7-3 видно, что цепь обратной связи, состоящая из элементов R_β, C_β и R_2, включена для переменной составляющей выходного напряжения усилителя

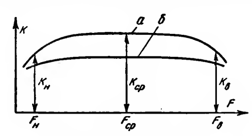


Рис. 7-5. Частотиая характеристика выходного каскада усилителя.
а — без отрицательной обратной связи; *б* — с отрицательной обратной связью.

параллельно анодной нагрузке. Таким образом, к этой цепи приложено напряжение U_{ma}, т. е. выходное напряжение усилителя, действующее на первичной обмотке выходного трансформатора.

При изменении напряжения U_{ma} соответственно будет изменяться напряжение U_β на сопротивлении R_2, а значит будет изменяться результирующее напряжение, действующее на сетке лампы выходного каскада. Предположим, что напряжение U_{ma} вследствие наличия частотных искажений уменьшилось. Это приведет к уменьшению напряжения U_β и в конечном счете к увеличению результирующего напряжения сигнала, действующего на сетке лампы. Это в свою очередь вызовет увеличение напряжения U_{ma}, т. е. приведет к выравниванию частотной характеристики УНЧ. Частотная характеристика выходного каскада УНЧ, охваченного отрицательной обратной связью, приведена на рис. 7-5,*б*. Как видно из этого рисунка, при

наличии отрицательной обратной связи коэффициент усиления выходного каскада УНЧ уменьшается, но в то же время частотная характеристика становится более равномерной, чем характеристика усилителя без обратной связи.

Коэффициент частотных искажений при наличии отрицательной обратной связи для усилителей на сопротивлениях рассчитывается по формулам:

1) при охвате обратной связью одного каскада усилителя

$$M_\beta = \sqrt{1 + \frac{M^2 - 1}{(1 + K_{ср}\beta)^2}}\,; \tag{7-7}$$

2) при охвате обратной связью двух каскадов усилителя

$$M_\beta = \frac{\sqrt{(M - K\beta)^2 + 4K_{ср}\beta}}{1 + K_{ср}\beta}. \tag{7-8}$$

В этих формулах коэффициент частотных искажений M и коэффициент усиления $K_{ср}$ соответствуют усилителю без обратной связи.

Отрицательная обратная связь также уменьшает величину фазовых искажений, возникающих в усилителе. Фазовый сдвиг уменьшается в соответствии с уменьшением коэффициента частотных искажений M.

Величину фазового сдвига можно рассчитать по формулам:

1) при охвате обратной связью одного каскада усилителя

$$\cos\varphi = \frac{1}{M_\beta}; \tag{7-9}$$

2) при охвате обратной связью двух каскадов усилителя

$$\cos\varphi = \frac{2}{M_\beta - 1}. \tag{7-10}$$

Уменьшение нелинейных, частотных и фазовых искажений при наличии отрицательной обратной связи происходит только в том случае, когда эти искажения возникают в каскаде или каскадах, охваченных обратной связью. Если на вход усилителя, имеющего отрицательную обратную связь, будет подан искаженный сигнал, то в этом случае искажения обратной связью не уменьшатся.

Это можно объяснить следующим образом. Как известно, при наличии отрицательной обратной связи на вход усилителя нужно подавать напряжение сигнала в $1+K\beta$

раз большее, чем требуется для усилителя без обратной связи. Если, например, входной сигнал искажен, то амплитуды гармонических составляющих также будут увеличены в $1+K\beta$ раз, и на выходе усилителя амплитуды этих гармоник не уменьшатся.

7-5. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Для получения отрицательной обратной связи, кроме схемы, приведенной на рис. 7-3, могут применяться и другие схемы. В простейшем случае отрицательную обратную связь по току можно получить в любом каскаде УНЧ, имеющем автоматическое смещение, путем отключения в цепи ка-

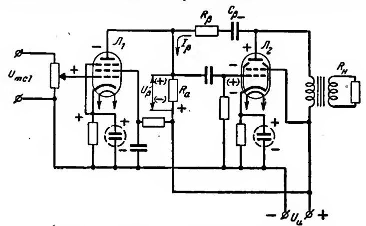


Рис. 7-6. Схема усилителя с параллельной обратной связью.

тода конденсатора $C_к$. В этом случае через сопротивление автоматического смещения $R_к$ будет протекать пульсирующий ток, который на сопротивлении $R_к$ создаст пульсирующее падение напряжения. Переменная составляющая этого напряжения будет подаваться на сетку этой же лампы через сопротивление R_{c1} и будет всегда в противофазе с напряжением сигнала, подаваемого на сетку лампы. Величина обратной связи при такой схеме получается небольшой.

В схеме рис. 7-6 ток обратной связи I_β проходит через сопротивление $R_а$, создавая на нем падение напряжения

обратной связи, которое находится в противофазе с напряжением сигнала $U_{m\,c1}$. Это напряжение U_β через конденсатор C_{c1} подается на сетку лампы выходного каскада одновременно с напряжением усиленного сигнала $U_{m\,c1}$. В схеме рис. 7-7 отрицательной обратной связью охвачены два каскада, ток обратной связи I_β в этой схеме проходит через сопротивление $R_к$ и создает на нем падение напряжения обратной связи U_β.

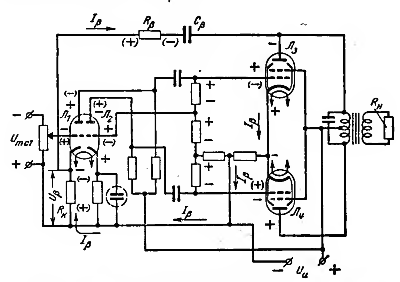


Рис. 7-7. Схема усилителя с обратной связью, охватывающей два каскада.

Это напряжение U_β усиливается лампой $Л_1$, затем лампой $Л_2$ и поступает на сетки ламп $Л_3$ и $Л_4$, т. е. обратной связью охватываются два каскада усилителя.

В приведенных схемах усилителей с обратной связью на рис. 7-3, 7-6 и 7-7 сопротивление R_β выполняет роль делителя напряжения. Конденсатор C_β является разделительным, преграждающим путь постоянной составляющей анодного напряжения в цепь обратной связи. Для этих схем усилителей величину коэффициента обратной связи β можно рассчитать по формуле

$$\beta = \frac{R_2}{R_2 + R_\beta}. \qquad (7\text{-}11)$$

Для схемы, у которой обратная связь возникает за счет отключения конденсатора $C_к$, коэффициент обратной связи β определяется по формуле

$$\beta = \frac{R_к}{R_к + R_а}. \qquad (7\text{-}12)$$

Расчет элементов обратной связи сводится к определению величин R_2, R_β и C_β.

Конденсатор C_β во всех схемах должен обладать на низшей частоте диапазона усиливаемых частот сопротивлением, значительно меньшим сопротивления $R_\beta + R_2$, т. е.

$$\frac{1}{\omega_н C_\beta} \ll R_\beta + R_2.$$

Практически величина C_β рассчитывается по формуле

$$C_\beta \geqslant \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0{,}3 R_\beta} \ [мкф]. \qquad (7\text{-}13)$$

Для схемы на рис. 7-3 величины R_2 и R_β можно рассчитывать следующим образом.

Из (7-11) определяется R_2:

$$R_2 = \beta (R_2 + R_\beta).$$

Сопротивления $R_2 + R_\beta$ включены параллельно анодной нагрузке, и, чтобы эта цепь не потребляла значительной мощности, должно выполняться условие:

$$R_2 + R_\beta = (10 \div 20) R_а,$$

тогда

$$R_2 = \beta (10 \div 20) R_а; \qquad (7\text{-}14)$$

β — коэффициент обратной связи, определяется из условия допустимой глубины обратной связи:

$$\beta = \frac{3 + 4}{K},$$

где K — коэффициент усиления выходного каскада усилителя без обратной связи.

R_β определяется по формуле

$$R_\beta = (10 \div 20) R_а - R_2. \qquad (7\text{-}15)$$

Для схемы рис. 7-6 коэффициент обратной связи β может быть выражен формулой

$$\beta = \frac{R_a}{R_a + R_\beta}.$$

Тогда сопротивление R_β можно рассчитать по формуле

$$R_\beta = \frac{R_a(1-\beta)}{\beta}. \quad (7\text{-}16)$$

Величина сопротивления R_a обычно бывает известна при расчете усилителя.

Величина β, как и раньше, рассчитывается по формуле

$$\beta = \frac{3 \div 4}{K}.$$

Для схемы на рис. 7-7 величину коэффициента обратной связи β можно представить в виде

$$\beta = \frac{R_к}{R_к + R_\beta}.$$

Сопротивление R_β находится по формуле

$$R_\beta = \frac{R_к(1-\beta)}{\beta}. \quad (7\text{-}17)$$

Величина сопротивления $R_к$ обычно бывает известна при расчете усилителя.

Коэффициент обратной связи при охвате обратной связью двух каскадов УНЧ рассчитывается по формуле

$$\beta = \frac{3 \div 4}{K_{общ}}, \quad (7\text{-}18)$$

где $K_{общ}$ — общий коэффициент усиления двух каскадов УНЧ.

7-6. УЛЬТРАЛИНЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Ультралинейный усилитель представляет собой усилитель с отрицательной обратной связью, вводимой в цепи экранирующих сеток. Схема такого усилителя приведена на рис. 7-8.

Основные качественные показатели усилителя и, в частности, величина коэффициента нелинейных искажений γ, зависят от коэффициента распределения нагрузки $P_у$:

$$P_у = \frac{Z_э}{Z_а},$$

где $Z_э$ — сопротивление нагрузки, приведенной к той части первичной обмотки, которая включена в цепь экранирующих сеток;

$Z_а$ — сопротивление нагрузки, приведенной ко всей первичной обмотке.

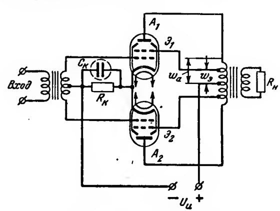


Рис. 7-8. Схема ультралинейного усилителя.

Поскольку приведенное сопротивление прямо пропорционально квадрату числа витков, то коэффициент $P_у$ можно также выразить формулой

$$P_у = \left(\frac{w_э}{w_а}\right)^2,$$

где $w_э$ — число витков первичной обмотки, включенных в цепь экранирующих сеток;

$w_а$ — полное число витков первичной обмотки.

Для пентодного включения лампы $P_у = 0$, а для триодного включения $P_у = 1$. Промежуточное значение коэффициента $P_у$ соответствует усилителю с распределенной нагрузкой, т. е. усилителю, у которого экрани-

рующая сетка присоединеиа к той или ииой части первичной обмотки выходного трансформатора.

При иекотором оптимальиом значеиии $P_у$ величииа нелинейных искажений γ достигает наименьшей величииы порядка $\gamma = 0{,}5 - 0{,}7\%$. Режим наименьшей величииы γ изывается ультралинейиым. Для большинства пентодов и лучевых тетродов ультралинейиому режиму соответствует $P_у = 0{,}18 \div 0{,}2$. На качество работы ультралинейиой схемы большое влияние оказывает выходиой трансформатор усилителя. Для уменьшения частотных искажений в области высших частот выходной трансформатор должен обладать малой индуктивностью рассеяния и малой паразитной емкостью, особенно между анодиым выводом одного из плеч и экранным выводом противоположиого плеча схемы. Уменьшение индуктивности рассеяиия достигается применением секциоиированного способа иамотки выходного трансформатора, причем аиодиые и экранные витки одного плеча должны располагаться в одной секции. Уменьшение паразитиых емкостей в трансформаторе достигается правильным расположением выводов первичной обмотки трансформатора, как показаио иа рис. 7-9.

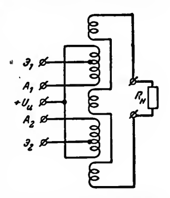


Рис. 7-9. Расположение выводов первичной обмотки выходного трансформатора в ультралинейном усилителе.

7-7. ПОЛОЖИТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

При положительной обратной связи (рис. 7-1), как указано выше, возрастает коэффициеит усиления усилителя K_β:

$$K_\beta = \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

и в усилителе могут возникиуть собственные иезатухающие колебания звуковой или ультразвуковой частоты, при этом усилитель будет виосить большие искажения. Это явлеиие называется самовозбуждением усилителя иизкой частоты.

Самовозбуждение УНЧ может возникнуть из-за наличия:

1) связи между сеточной и анодной цепями через проходную междуэлектродную емкость лампы $C_{пр}$;

2) магнитной связи между отдельными узлами схемы;

3) связи между отдельными деталями схемы или между отдельными участками монтажа за счет паразитных емкостей;

4) связи между отдельными каскадами усилителя за счет общих для этих каскадов сеточных и анодных цепей питания;

5) связи между отдельными каскадами усилителя за счет отрицательной обратной связи.

Для выяснения методов борьбы с самовозбуждением усилителей рассмотрим более подробно указанные причины возникновения генерации.

1. За счет проходной емкости лампы $C_{пр}$ происходит передача энергии из анодной цепи усилителя в сеточную цепь. При этом, если анодная нагрузка лампы имеет индуктивный характер (например, в анодную цепь лампы включен междуламповый или выходной трансформатор), напряжение на сетке лампы увеличивается, что может привести к самовозбуждению усилителя. Подробно это явление разбирается в гл. 12.

При усилении в диапазоне звуковых частот проходная емкость лампы обычно обладает большим сопротивлением, порядка десятка или десятков мегом, и за счет обратной связи через емкость $C_{пр}$ самовозбуждение в области звуковых частот возникает редко.

Для предотвращения самовозбуждения усилителя можно включить в сеточную и анодную цепи дополнительные шунтирующие сопротивления. При этом коэффициент усиления каскада будет несколько уменьшаться.

2. Магнитная связь между отдельными узлами схемы, например между входными и выходными трансформаторами усилителя или входным трансформатором и выходным дросселем, может возникнуть при близком расположении трансформаторов или трансформатора и дросселя, а также при отсутствии экранировки трансформаторов и дросселей. При отсутствии экрана силовые линии магнитного поля, например, выходного трансформатора, замыкающиеся через воздух (как показано на рис. 7-10), могут пересекать витки обмотки входного трансформатора, в которых будет наводиться переменная э. д. с. обратной связи. Таким обра-

зом возникнет связь между выходом и входом усилителя.

Для борьбы с таким видом обратной связи трансформаторы и дроссели низкой частоты помещают в железные экраны и располагают по возможности дальше друг от друга. Железо экранов обладает значительно меньшим магнитным сопротивлением, чем воздух, и, следовательно, магнитный поток будет в основном замыкаться внутри экрана, что значительно уменьшит магнитную связь между трансформаторами. Для лучшей экранировки экраны изготовляются из железа толщиной 1—3 *мм*.

Экраны входных трансформаторов часто изготовляют из пермаллоя.

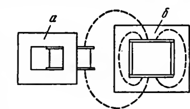


Рис. 7-10. Магнитная связь между входным и выходным трансформаторами усилителя.
а — входной трансформатор; *б* — выходной трансформатор.

3. Самовозбуждение в УНЧ может также возникнуть за счет связи между деталями схемы через паразитные емкости. Предположим, имеется двухкаскадный усилитель на сопротивлениях, схема которого представлена на рис. 7-11. Для упрощения в схеме опущены в катодных цепях сопротивления и емкости автоматического смещения. При близком расположении деталей, относящихся к входу и выходу усилителя, например сопротивлений R_1 и R_2 или проводов цепи сетки лампы $Л_1$ и цепи анода лампы $Л_2$, может значительно возрасти паразитная емкость $C_п$, что вызовет увеличение тока I_β, который, как видно из схемы рис. 7-11, проходит через эту емкость.

В схеме рис. 7-11, так же как и в последующих схемах рис. 7-12 и 7-13, лампы $Л_1$, $Л_2$ и $Л_3$ рассматриваются как генераторы переменного тока звуковой частоты, при этом наиболее мощным генератором является выходная лампа $Л_3$, которая в цепях схемы создает ток обратной связи I_β. Направление тока, указанное в схемах, зависит от полярности переменного напряжения на электродах лампы (между анодом и катодом). Ток I_β на сопротивлении входного потенциометра создаст падение напряжения (полярность показана на схеме), которое будет в фазе с любым мгновенным изменением потенциала на сетке лампы $Л_1$, т. е. возникнет положительная обратная связь. Для того

чтобы ток I_β не проходил через сопротивление R_1, применяют обычно экранированные потенциометры, а монтаж сеточной цепи выполняют экранированным проводом.

4. В многокаскадном усилителе связь между отдельными каскадами может создаться за счет общих источников питания анодных и сеточных цепей, что может привести к самовозбуждению усилителя.

На рис. 7-12 представлена схема трехкаскадного усилителя, у которого самовозбуждение может произойти за

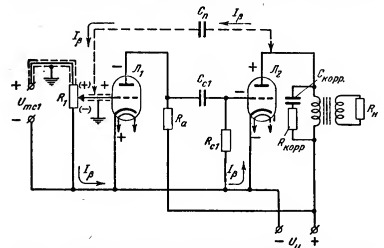


Рис. 7-11. Схема усилителя, в котором самовозбуждение может возиикиуть за счет паразитиой емкости $C_п$.

счет общего источника анодного питания. Предположим, что на сетках и анодах ламп возникло переменное напряжение, как указано на рис. 7-12. Наибольшая величина переменной составляющей анодного тока I_m будет создаваться в анодной цепи выходной лампы $Л_3$. Этот ток в основном будет проходить через внутреннее сопротивление источника и далее на анод лампы $Л_3$. Часть этого тока, а именно ток I_β, будет ответвляться в цепь анодного питания первых двух ламп. Величина этого тока будет зависеть как от внутреннего сопротивления источника анодного питания, так и от сопротивления цепи анодного питания ламп.

Чем меньше внутреннее сопротивление источника анодного питания, тем меньше ток I_β и, следовательно, меньшая обратная связь.

Проходя по сопротивлению R_6, ток I_β создает падение напряжения, которое будет находиться в противофазе с основным напряжением на сетке, т. е. за счет тока I_β в выходном каскаде возникнет отрицательная обратная связь, которая будет уменьшать коэффициент усиления выходного каскада. Величина этой обратной связи невелика, и практически с ней можно не считаться.

Ток I_β также будет проходить через сопротивление R_3, R_2 и R_4, создавая на R_4 падение напряжения обрат-

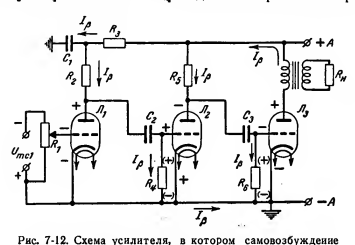


Рис. 7-12. Схема усилителя, в котором самовозбуждение может возникнуть за счет общих цепей анодиого питания.

ной связи (полярность напряжения указана на схеме). Это напряжение будет всегда в фазе с основным напряжением, действующим на сетке лампы $Л_2$ и, следовательно, возникнет положительная обратная связь. Величина этой связи будет зависеть от величины тока I_β. Для уменьшения тока I_β в анодную цепь лампы $Л_1$ включается фильтр, состоящий из емкости C_1 и сопротивления R_3. Величина емкости рассчитывается так, чтобы выполнить условие $X_{c1} \ll (R_2 + R_4)$. В этом случае ток I_β в основном будет проходить через конденсатор C_1. При этом уменьшится падение напряжения на R_4, а значит, уменьшится и вероятность возникновения самовозбуждения.

Как видно из схемы рис. 7-12, анодный фильтр C_1R_3 необходимо включить в анодную цепь каждого нечетного

каскада, считая от выхода усилителя к его входу. При питании приемников от выпрямителя или вибропреобразователя анодные фильтры служат также для сглаживания пульсаций питающего напряжения и обычно применяются в анодной цепи каждого каскада УНЧ.

На рис. 7-13 приведена двухкаскадная схема УНЧ, у которой самовозбуждение может возникнуть за счет общей сеточной цепи. В этой схеме отрицательное напряжение на сетки ламп подается за счет падения напряжения на

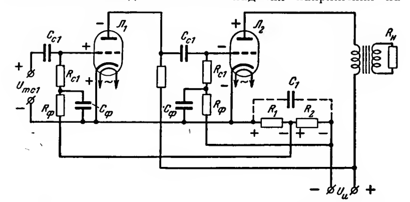


Рис. 7-13. Схема усилителя, в котором самовозбуждение может возникнуть за счет общей сеточной цепи.

сопротивлениях R_1 и R_2, создаваемого анодными токами ламп $Л_1$ и $Л_2$.

Предположим, что на сетках и анодах ламп возникают мгновенные потенциалы, как это показано на рис. 7-13. Ток выходной лампы, которую можно рассматривать как генератор переменного тока, на сопротивлениях R_1 и R_2 создает падение напряжения, полярность которого указана на схеме. В результате этого в цепь сетки лампы $Л_2$ будет подано напряжение, создающее отрицательную обратную связь, а в цепь сетки лампы $Л_1$ — напряжение, создающее положительную обратную связь. За счет последней в выходном каскаде может возникнуть самовозбуждение. Для борьбы с этим явлением сопротивления R_1 и R_2 шунтируются конденсатором C_1, сопротивление которого для самой низшей частоты диапазона усиливаемых частот должно быть в несколько раз меньше, чем сумма сопротивлений R_1+R_2. При расчете емкость этого конденсатора получается порядка десятков микрофарад.

Часто в схемах вместо емкости C_1 включают в цепи сеток фильтры, состоящие из сопротивления $R_ф$ и емкости $C_ф$. При этом величину сопротивления $R_ф$ выбирают значительно большей, чем величины сопротивлений R_1 и R_2. Это позволяет брать конденсатор $C_ф$ с емкостью, меньшей, чем емкость C_1, что более экономично при массовом производстве радиоаппаратуры. Емкость конденсатора $C_ф$ рассчитывается из условия

$$\frac{1}{\omega_н R_ф} < \frac{R_ф}{5},$$

откуда

$$C_ф = \frac{10^6}{\omega_н \cdot 0,2R_ф};$$

здесь $\omega_н$ — низшая частота диапазона усиливаемых частот.

Сопротивление фильтра $R_ф$ обычно выбирают из условия

$$R_ф = \left(\frac{1}{2} \div \frac{1}{4}\right) R_{c1}.$$

5. Связь между отдельными каскадами усилителя за счет цепи отрицательной обратной связи в некоторых случаях также может привести к самовозбуждению усилителя. Как известно, при отрицательной обратной связи между напряжением основного сигнала $U_{вх}$ и вводимым напряжением обратной связи U_β должен быть сдвиг фаз, равный 180°. Вследствие наличия в схеме усилителя реактивных элементов усилитель и цепь обратной связи могут вносить сдвиг фаз, не учитываемый при составлении схемы отрицательной обратной связи. Обычно в области средних частот усилитель и цепь обратной связи вносят незначительные дополнительные сдвиги. На крайних частотах фазовые сдвиги становятся весьма значительными. Фазовый сдвиг также увеличивается при охвате цепью отрицательной обратной связи нескольких каскадов усилителя.

Если вносимый сдвиг фаз имеет значительную величину, то обратная связь вместо отрицательной может стать положительной, что может привести к самовозбуждению. Вероятность самовозбуждения тем больше, чем больше каскадов охвачено обратной связью и чем больше величи-

на $K\beta$. Согласно рис. 7-1 коэффициент усиления при положительной обратной связи можно выразить формулой

$$K_\beta = \frac{K}{1 - \beta K}.$$

При $\beta K = 1$ знаменатель формулы K_β превращается в нуль и, следовательно, коэффициент усиления K_β становится равным бесконечности: $K_\beta = \infty$.

Физически это означает, что напряжение на выходе усилителя существует при отсутствии напряжения сигнала на входе, т. е. в усилителе возникает самовозбуждение. Практические K_β не может быть равным бесконечности, так как прирост амплитуды сигнала на выходе усилителя ограничивается током насыщения лампы.

Как показывают расчеты и практические испытания усилитель с отрицательной обратной связью работает устойчиво при следующих значениях фактора обратной связи K_β:

а) при охвате отрицательной обратной связью одного каскада усилителя при любых значениях K_β;

б) при охвате обратной связью двух каскадов усилителя при $\beta K \geqslant 4 \div 5$;

в) при охвате обратной связью трех каскадов усилителя и $\beta K \geqslant 2 \div 3$.

Вводить обратную связь более чем в три каскада усилителя не рекомендуется из-за неустойчивой работы такого усилителя.

В заключение этой главы надо указать на возможность самовозбуждения на сверхзвуковых частотах благодаря наличию паразитных контуров высокой частоты, образуемых отдельными цепями усилителя. Эти колебания можно обнаружить по показанию лампового вольтметра, включенного на выход усилителя. Для борьбы с таким явлением чаще всего в цепь сетки лампы включается последовательно омическое сопротивление порядка нескольких тысяч ом, которое вносит затухание в образовавшийся контур высокой частоты.

Краткие выводы

1. В зависимости от фазовых соотношений входного и выходного напряжений обратная связь может быть положительной и отрицательной.

2. При положительной обратной связи увеличивается коэффициент усиления усилителя, но при этом возрастают все виды искажений. При сильной положительной обратной связи может возникнуть самовозбуждение усилителя.

3. При отрицательной обратной связи уменьшается коэффициент усиления усилителя, но соответственно уменьшаются все виды искажений.

4. Отрицательная обратная связь уменьшает только те искажения, которые возникают в каскаде или каскадах, охваченных цепью обратной связи.

5. Самовозбуждение усилителя низкой частоты может возникнуть по ряду причин: 1) за счет паразитной емкости между деталями схемы и проводами монтажа; 2) за счет общих цепей анодного питания; 3) за счет образования паразитных колебательных контуров в цепях схемы; 4) за счет цепей отрицательной обратной связи, охватывающих несколько каскадов усилителя, так как при этом возможен дополнительный фазовый сдвиг между вводимым напряжением и напряжением обратной связи.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. В чем заключается принцип создания обратной связи в усилителях низкой частоты?

2. Как влияют положительная и отрицательная обратные связи на коэффициент усиления усилителя и на искажения, возникающие в усилителях?

3. Почему при отрицательной обратной связи уменьшается величина нелинейных искажений?

4. Почему при отрицательной обратной связи уменьшается величина частотных искажений?

5. Почему отрицательная обратная связь не уменьшает искажений сигнала, созданных в предыдущих каскадах усилителя, не охваченных обратной связью?

6. Перечислите причины возникновения положительной обратной связи в усилителе низкой частоты.

7. Как обнаружить и устранить самовозбуждение в усилителе на сверхзвуковых частотах?

8. Какие существуют меры борьбы с самовозбуждением, возникающим в усилителях за счет общих цепей анодного питания?

9. Какие существуют меры борьбы с самовозбуждением, возникающим в усилителях за счет неудачного монтажа соединительных цепей усилителя?

10. Почему при охвате нескольких каскадов усилителя отрицательной обратной связью может произойти самовозбуждение усилителя?

11. Отчего зависит глубина отрицательной обратной связи?

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

8-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ШИРОКОПОЛОСНОМ УСИЛИТЕЛЕ

В предыдущих главах, посвященных изучению усилителей низкой частоты, рассматривались в основном усилители с относительно узкой полосой равномерно усиливаемых частот порядка 50 *гц* 10 *кгц*.

Кроме таких усилителей, в современной аппаратуре находят широкое применение усилители, предназначенные для усиления в достаточно широкой полосе частот, например от 50 *гц* до 6 *Мгц*. Такие усилители часто называются видеоусилителями или широкополосными. Сигналы, усиливаемые видеоусилителями, чаще всего используются для модуляции яркости свечения экрана или для отклонения луча в электронно-лучевых трубках при визуальном наблюдении сигнала. Такие сигналы часто называются видеосигналами.

Зрение человека в отличие от слуха весьма чувствительно к изменению фазовых соотношений, составляющих видеосигналы. Поэтому к видеоусилителям наряду с требованием малых нелинейных и частотных искажений предъявляются жесткие требования в отношении фазовых искажений. Этим требованиям наилучшим образом удовлетворяют усилители на сопротивлениях. Эти усилители по сравнению с другими типами усилителей (например, с усилителями на дросселях или трансформаторах) обладают наименьшей величиной частотных и фазовых искажений.

Для уменьшения частотных и фазовых искажений в схемах видеоусилителей вводится частотная коррекция.

В области низших частот частотная коррекция осуществляется с помощью анодного фильтра $R_ф C_ф$ (рис. 8-1) Для этой цели величины элементов фильтра рассчитываются специальным образом. В области высших частот частотная коррекция чаще всего достигается включением последовательно с сопротивлением анодной нагрузки R_a индуктивности L_a (рис. 8-1).

Особенностью широкополосного усилителя является сравнительно малое усиление, которое можно получить с одного каскада усилителя. Это объясняется тем, что при широкой полосе усиливаемых частот для получения равномерной частотной характеристики в области высших частот приходится уменьшать сопротивление анодной на-

грузки $R_а$. Обычно сопротивление анодной нагрузки широкополосных усилителей измеряется сотнями и единицами тысяч ом. Для такой величины $R_а$ для большинства усилительных ламп коэффициент анодной нагрузки $\alpha = R_а/R_i$ будет меньше единицы.

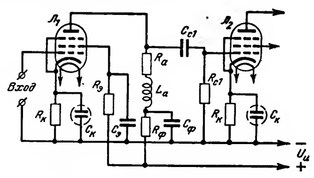


Рис. 8-1. Принципиальная схема широкополосного усилителя.

При $\alpha < 1$ наибольшее усиление обеспечивают пентоды, которые обычно и применяются в широкополосных усилителях.

Так как для пентодов выполняется условие $R_i \gg R_а$, то коэффициент усиления каскада широкополосного усилителя рассчитывается по формуле $K = SR_а$.

8-2. СХЕМА КОРРЕКЦИИ НА НИЗШИХ ЧАСТОТАХ

Источниками частотных искажений в области низших частот являются цепи управляющей сетки $C_{c1}R_{c1}$, экранирующей сетки $C_эR_э$, а также цепи катодного смещения $C_кR_к$. Суммарные искажения, возникающие в этих цепях, проявляются в уменьшении коэффициента усиления в области низших частот. На амплитудно-частотной характеристике это отображается ее спадом в области низших частот.

В цепи управляющей сетки частотные искажения возникают за счет увеличения сопротивления переходной емкости C_{c1}, на которой теряется часть напряжения сигнала.

В цепях $R_эC_э$ и $R_кC_к$ искажения возникают за счет появления на низших частотах отрицательной обратной

связи, которая снижает коэффициент усиления каскада. Спад частотной характеристики не должен превышать заданной величины частотных искажений $M_н$. При расчете усилителя величина $M_н$ должна распределяться между цепями усилителя $C_{c1}R_{c1}$, $C_э R_э$, $C_к R_к$ так, чтобы выполнялось условие $M_{c1}M_э M_к \leqslant M_н$ заданного.

Заданную величину $M_н$ между цепями $C_{c1}R_{c1}$, $C_э R_э$ и $C_к R_к$ можно распределить поровну, а именно:

$$M_{c1} = M_э = M_к = \sqrt[3]{M_{н.задан}}.$$

Но при этом получается значительная величина емкости $C_к$, что неэкономично. Из этих соображений максимальной величиной M следует задаваться при расчете емкости $C_к$.

Значения M_{c1} и $M_э$ целесообразно выбирать в следующих пределах:

$$M_{c1} = M_э = 1{,}02 \div 1{,}03,$$

тогда

$$M_к = \frac{M_{задан}}{(1{,}02 \div 1{,}03)^2}; \qquad (8\text{-}1)$$

Сопротивления R_{c1}, $R_э$ и $R_к$ обычно определяются при расчете усилителя по приводимым в гл. 6 формулам.

Расчет емкостей C_{c1}, $C_э$ и $C_к$ производится из условий допустимых частотных искажений M_{c1}, $M_э$ и $M_к$.

Емкость C_{c1} рассчитывается по формуле (6-6).

Для расчета емкостей $C_э$ и $C_к$ используется уравнение частотной характеристики усилителя

$$M_н = \frac{K_н}{K_{н\beta}},$$

где $K_н$ — коэффициент усиления усилителя без обратной связи;

$K_{н\beta}$ — коэффициент усиления усилителя с обратной связью.

Подставляя в выражение $M_н$ соответствующие значения $K_н$, $K_{н\beta}$ и β, после ряда преобразований для катод-

ной цепи получим формулу для коэффициента частотных искажений в области низших частот $M_к$:

$$M_к = \sqrt{\frac{\left[1 + (\mu + 1)\frac{R_к}{R_а + R_i}\right]^2 + (\omega_н C_к R_к)^2}{1 + (\omega_н C_к R_к)^2}}.$$

Решая полученное уравнение относительно $C_к$, получим формулу для расчета емкости конденсатора $C_к$:

$$C_к \geqslant \frac{1}{\omega_н R_к} \sqrt{\left[(1 + (\mu + 1)\frac{R_к}{R_а + R_i}\right]^2 M_н^2} \cdot 10^{-6} \ [мкф]. \quad (8\text{-}2)$$

Для пентода $R_i \gg R_а$ и формулу можно упростить:

$$C_к \geqslant \frac{1}{\omega_н R_к} \sqrt{\frac{(1 + SR_к)^2 - M_н^2}{M_н^2 - 1}} \cdot 10^{-6} \ [мкф]. \quad (8\text{-}3)$$

Аналогично для цепи экранирующей сетки емкость C рассчитывается по формуле

$$C_э = \frac{1}{\omega_н R_э} \sqrt{\frac{(1 + S_э R_э)^2 - M_н^2}{M_н^2 - 1}} \cdot 10^{-6} \ [мкф], \quad (8\text{-}4)$$

где $S_э$ — крутизна характеристики экранирующей сетки.

Для низших частот схему рис. 8-1 можно заменить для переменной составляющей анодного тока эквивалентной схемой рис. 8-2. В этой схеме не учитывается влияние на частотную характеристику усилителя индуктивности $L_а$, так как ее сопротивление X_L мало по сравнению с $R_а$ и $R_ф$, а также не учитывается влияние цепей $R_к C_к$, $R_э C_э$.

Анодный фильтр $C_ф R_ф$ создает подъем частотной характеристики в области низших частот, что компенсирует спад частотной характеристики за счет суммарных частотных искажений, вызванных цепями $C_{с1}$, $R_{с1}$, $C_э R_э$ и $C_к R_к$. Кроме того, подъем частотной характеристики создает фазовый сдвиг отрицательного значения, что компенсирует фазовые искажения каскада усилителя.

Подъем частотиой характеристики объясняется тем, что иа низших частотах возрастает сопротивление анодиой нагрузки $Z_а$:

$$Z_а = R_а + Z_ф,$$

где $Z_ф$ — сопротивление аиодиого фильтра,

$$Z_ф = \frac{R_ф \cdot \frac{1}{j\omega_н C_ф}}{R_ф + \frac{1}{j\omega_н C_ф}} = \frac{R_ф}{1 + j\omega_н C_ф R_ф}. \qquad (8\text{-}5)$$

Параметры анодиого фильтра следует выбирать из условия компеисации суммарных частотных искажений, возникающих в указанных ранее цепях. Величина частотиых искажений, приходящаяся на одии каскад усилителя, может быть задана или определяется при расчете усилителя.

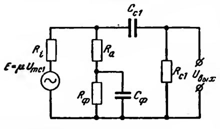


Рис. 8-2. Эквивалентная схема широкополосного усилителя напряжения для низших частот.

Так как выходной каскад усилителя обычно работает по схеме катодного повторителя, то заданную величину частотиых искажений на весь усилитель можно распределить поровиу между каскадами усилителя:

$$M_н = \sqrt[n]{M_{н.задан}},$$

где $M_н$ — частотные искажения, приходящиеся на один каскад усилителя;

n — число каскадов усилителя, включая и катодиый повторитель.

Подъем частотной характеристики, вызванный анодным фильтром, соответствует коэффициенту частотных искажений $M'_н$.

Для компенсации частотиых искажеиий, вызванных раиее указанными цепями усилителя, должно выполняться условие

$$M_н = \frac{1}{M'_н}.$$

Величина $M'_н$ определяется по формуле

$$M'_н = \frac{K_н}{K_0} = \frac{SZ_а}{SR_а} = \frac{Z_а}{R_а}. \qquad (8\text{-}6)$$

Подставляя в эту формулу значения для $Z_а$ и беря модуль этого выражения, получим формулу для коэффициента частотных искажений $M'_н$:

$$M'_н = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_ф}{R_а}\right)^2 + (\omega_н C_ф R_ф)^2}{1 + \omega_н C_ф R_ф}}. \qquad (8\text{-}7)$$

Решая полученное уравнение (8-7) относительно $C_ф$ и вводя некоторые упрощения (так как в широкополосных усилителях обычно $R_а \ll R_i$), получим формулу для расчета емкости анодного фильтра $C_ф$:

$$C_ф = \frac{10^{-6}}{\omega_н R_ф} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_ф}{R_а}\right)^2}{M_н^2 - 1}} \; [мкф]. \qquad (8\text{-}8)$$

Величину $R_ф$ следует выбирать из условия допустимого падения напряжения на $R_ф$, чтобы заметно не снизить напряжение на аноде лампы.

Желательно, чтобы $I_0 R_ф \leqslant 30 \div 60$ $в \approx (0,1 \div 0,2) U_н$.

При слишком малой величине $R_ф$ заметно возрастает емкость $C_ф$, что с экономической стороны нецелесообразно.

8-3. СХЕМА КОРРЕКЦИИ НА ВЫСШИХ ЧАСТОТАХ

Частотные искажения в области высших частот возникают за счет уменьшения сопротивления анодной нагрузки, что приводит к уменьшению коэффициента усиления или, иначе говоря, к завалу частотной характеристики.

Уменьшение сопротивления анодной нагрузки при увеличении частоты происходит за счет уменьшения сопротивления емкости $C_{общ}$, которая подключена параллельно сопротивлению нагрузки $R_а$. Емкость $C_{общ}$ представляет

собой сумму емкостей (междуэлектродных емкостей лампы и емкости монтажа схемы). Для уменьшения влияния емкости $C_{общ}$ на величину анодной нагрузки следует уменьшить величину $R_а$, что в свою очередь приведет к уменьшению коэффициента усиления, даваемого каскадным усилителем. Для выравнивания частотной характеристики в области высших частот применяют различные схемы высокочастотной коррекции. Простейшей из этих схем, часто применяемой в практике, является схема, содержащая в анодной цепи индуктивность $L_а$, как показано на рис. 8-1. Применение $L_а$ дает возможность, не снижая значительно величины $R_а$, получить более прямолинейную частотную характеристику в области высших частот и, следовательно, расширить полосу частот, пропускаемых усилителем.

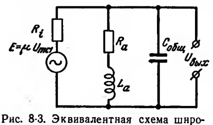


Рис. 8-3. Эквивалентная схема широкополосного усилителя напряжения для высших частот.

Уменьшение спада частотной характеристики в области высших частот при наличии катушки $L_а$ объясняется тем, что лампа оказывается нагруженной на параллельный контур, состоящий из $L_а$, $C_{общ}$ и $R_а$, как показано на рис. 8-3.

Сопротивление этого контура можно сделать менее изменяющимся в относительно широкой полосе частот. При наличии индуктивности $L_а$ параллельная емкость $C_{общ}$ не уменьшает сопротивления анодной нагрузки, а, наоборот, увеличивает ее, так как при наличии индуктивности $L_а$ образуется параллельный контур, состоящий из $L_о$, $R_а$ и $C_{общ}$.

Таким образом, индуктивность $L_а$, включенная в анодную цепь лампы, уменьшает частотные искажения в области высших частот, а также уменьшает величину фазового искажения каскада.

При составлении эквивалентной схемы усилителя для высших частот не учитывались элементы схемы $C_ф$ и $R_ф$, так как на этих частотах сопротивление емкости $C_ф$ значительно меньше сопротивления $R_ф$, следовательно, и на форму частотной характеристики эти элементы схемы не

влияют. Для выравнивания частотной характеристики в области высших частот подъем частотной характеристики за счет индуктивности $L_а$ должен компенсировать спад частотной характеристики, вызванный уменьшением сопротивления анодной нагрузки. Из этого условия и должны рассчитываться элементы схемы $R_а$ и $L_а$.

Подъем частотной характеристики, вызванный индуктивностью $L_а$, соответствует коэффициенту частотных искажений

$$M'_в = \frac{K_в}{K_{ср}}. \quad (8\text{-}9)$$

Для компенсации частотных искажений, вызванных уменьшением сопротивления анодной нагрузки, должно выполняться условие

$$M_в = \frac{1}{M'_в}.$$

Величина $M'_в$ может быть выражена формулой

$$M'_в = \frac{K_в}{K_{ср}} = \frac{\mu \dfrac{Z_а}{R_i + Z_а}}{\mu \dfrac{R_а}{R_а + R_i}} = \frac{\dfrac{1}{1 + \dfrac{R_i}{Z_а}}}{\dfrac{1}{1 + \dfrac{R_i}{R_а}}} = \frac{1 + \dfrac{R_i}{R_а}}{1 + \dfrac{R_i}{\overline{Z}_а}},$$

где $Z_а$ — сопротивление анодной нагрузки лампы, равное:

$$\overline{Z}_а = \frac{R_а + j\omega_в L_а}{1 - \omega_в^2 L_а C_{общ} + j\omega_в C_{общ} R_а} =$$

$$= R_а \frac{1 + j\dfrac{\omega_в L_а}{R_а}}{1 - \omega_в^2 L_а C_{общ} + j\omega_в C_{общ} R_а}. \quad (8\text{-}10)$$

Подставляя полученное выражение (8-10) в формулу (8-9) и решая полученное выражение относительно $R_а$ и $L_а$, получим после ряда преобразований расчетные формулы для определения величин $R_а$ и $L_а$:

$$R_а = \frac{Pd}{\omega_в C_{общ}}; \quad (8\text{-}11)$$

$$L_а = C_{общ} \left(\frac{R_а}{d}\right)^2. \quad (8\text{-}12)$$

В этих формулах

d — затухание ($d = \omega_0 C_{общ} R_а$);

P — обобщенная частота $\left(P = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega \sqrt{L_а C_{общ}}\right)$;

ω_0 — частота резонанса колебательного контура, составляющего анодную нагрузку.

При практических расчетах обычно выбирают затухание порядка $d = 1{,}6$.

Коэффициент P определяется из графика рис. 8-4 по заданной величине частотных искажений $M_в$.

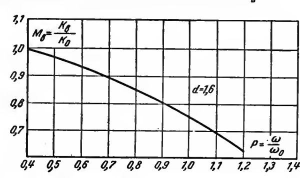


Рис. 8-4. График для определения коэффициента P.

Пример расчета каскада широкополосного усилителя

Рассчитать параметры схемы широкополосного усилителя, изображенного на рис. 8-1. Лампа 6Ж4: $U_н = 300\ в$; $U_э = 150\ в$; $S = 9\ ма/в$; $I_0 = 10\ ма$; $I_э = 2{,}5\ ма$; $E_{c1} = -2\ в$; $f_н = 50\ гц$; $f_в = 6\ Мгц$; $C_{общ} = 25\ пф$; $M_н = M_в = 1{,}15$; $S_э = 0{,}05\ ма/в$.

Решение

1. Задаемся затуханием $d = 1{,}6$. Тогда из графика рис. 8-4 при $M'_в = \frac{1}{M_в} = 0{,}87$ находим $P = 0{,}75$.

2. Сопротивление анодной нагрузки

$$R_а = \frac{Pd}{\omega_в C_{общ}} = \frac{0{,}75 \cdot 1{,}6}{6{,}28 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = \frac{1{,}2}{940 \cdot 10^{-6}} = 1\,280\ ом.$$

3. Сопротивление анодного фильтра

$$R_ф = \frac{0{,}2 U_н}{I_0} = \frac{0{,}2 \cdot 300}{10 \cdot 10^{-3}} = \frac{60}{10 \cdot 10^{-3}} = 6 \cdot 10^3\ ом.$$

4. Индуктивность корректирующей катушки

$$L_а = C_{общ}\left(\frac{R_а}{d}\right)^2 = 25\cdot10^{-12}\left(\frac{1\,280}{1,6}\right)^2 = 16\cdot10^{-6}\ гн = 16\ мкгн.$$

5. Для расчета элементов схемы $C_{c1}\,R_{c1}$; $C_э R_э$ и $C_к R_к$ распределим заданную величину $M_н$ между цепями схемы:

$$M_{c1} = M_э = 1,02;$$

$$M_к = \frac{M_н}{M_{c1}\,M_э} = \frac{1,15}{1,02\cdot1,02} = 1,11.$$

6. Емкость в цепи управляющей сетки

$$C_{c1} = \frac{10^{12}}{\omega_н R_{c1}\sqrt{M_{н1}^2 - 1}}.$$

Из условия, что $R_{c1} \gg R_а$, примем $R_{c1} = 0,50\ Мом$, тогда

$$C_{c1} = \frac{10^{12}}{6,28\cdot500\cdot10^3\sqrt{1,02^2 - 1}} = 31\,800\ пф.$$

7. Гасящее сопротивление в цепи экранирующей сетки

$$R_э = \frac{U_н - U_э}{I_э} = \frac{300 - 150}{2,6\cdot10^{-3}} = 60\cdot10^3\ ом.$$

8. Емкость конденсатора в цепи экранирующей сетки

$$C_э = \frac{1\cdot10^6}{\omega_н R_э}\sqrt{\frac{(1 + S_э R_э)^2 - M_э^2}{M_э^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1\cdot10^6}{314\cdot60\cdot10^3}\sqrt{\frac{(1 + 0,05\ 10^{-3}\cdot60\cdot10^3)^2 - 1,02^2}{1,02^2 - 1}} = 1,02\ мкф.$$

9. Сопротивление в цепи катода

$$R_к = \frac{|-E_{c1}|}{I_a + I_э} = \frac{2}{(10 + 2,5)\cdot10^{-3}} = 160\ ом.$$

10. Емкость в цепи катода

$$C_к = \frac{10^6}{\omega_н R_к}\sqrt{\frac{(1 + SR_к)^2 - M_к^2}{M_н^2 - 1}} =$$

$$= \frac{10^6}{314\cdot160}\sqrt{\frac{(1 + 9\cdot10^{-3}\cdot160)^2 - 1\cdot11^2}{1\cdot11^2 - 1}} \approx 90\ мкф.$$

11. Емкость конденсатора анодного фильтра

$$C_ф = \frac{10^6}{\omega_н R_ф} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_ф}{R_а}\right)^2}{M_н'^2 - 1}} = \frac{10^6}{314 \cdot 6 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{6 \cdot 10^3}{1,28 \cdot 10^3}\right)^2}{0,87^2 - 1}} \approx$$

$$\approx 6,05\ мкф.$$

12. Усиление каскада на средних частотах

$$K = SR_а = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,280 = 11,5.$$

8-4. ВЫХОДНОЙ КАСКАД ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Выходной каскад широкополосного усилителя, так же как и предварительный усилитель, должен обеспечить равномерное усиление в сравнительно широкой полосе усиливаемых частот, например от 50 до 6 *Мгц*. Кроме того, с помощью выходного каскада необходимо обеспечить согласование выхода усилителя с нагрузкой усилителя, в качестве которой, например, может быть кабель, соединяющий усилитель с последующим звеном тракта. Применение для этих целей обычных каскадов с выходным трансформатором в данном случае не представляется возможным из-за больших частотных и фазовых искажений, вносимых таким каскадом. В качестве выходного каскада для широкополосных усилителей обычно применяется схема катодного повторителя, изображенная на рис. 8-5.

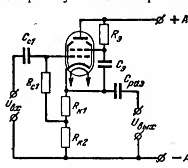


Рис. 8-5. Принципиальная схема катодного повторителя.

В катодных повторителях, как это видно из схемы рис. 8-5, сопротивление нагрузки $R_к = R_{к1} + R_{к2}$ включено в катодную цепь лампы. Поэтому все переменное напряжение $U_{mк}$, возникающее на сопротивлении $R_к$, поступает в цепь сетки той же лампы в противофазе с основным сигналом U_{mc1}.

Напряжение автоматического смещения снимается с сопротивления $R_{к1}$. Фаза напряжения сигнала $U_{mк}$, снимаемого с выхода, совпадает с фазой сигнала U_{mc1}, подан-

ного на вход усилителя. Таким образом, катодный повторитель представляет собой усилитель с отрицательной обратной связью по току, о чем более подробно сказано в гл. 7 учебника.

За счет действия глубокой отрицательной обратной связи в схеме катодного повторителя значительно снижаются частотные и фазовые искажения, вносимые этим каскадом. Катодный повторитель имеет малое выходное сопротивление, что позволяет согласовать выходной каскад с сопротивлением нагрузки без применения понижающего выходного трансформатора. Напряжение, снимаемое с катодного повторителя, в зависимости от характера нагрузки может быть порядка 20—100 *в*.

Величина выходного напряжения зависит от амплитуды сигнала на сетке лампы $U_{вх}$, сопротивления нагрузки $R_к$ и крутизны характеристики лампы S:

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=SR_к \text{ или } U_{вых}=U_{вх}SR_к.$$

Величина K зависит от допустимых частотных искажений $M_в$. Амплитуда входного напряжения зависит от величины левого участка характеристик ламп. Поэтому для получения необходимого напряжения на выходе усилителя для выходного каскада усилителя следует применять лампы с достаточно большим участком левой характеристики, большим током эмиссии и значительной крутизной S. Этим требованиям удовлетворяют выходные пентоды и лучевые тетроды, как, например, 6П9, 6П6, 6П3, 6П14П, Г807 и другие.

Для схемы с отрицательной обратной связью коэффициент усиления согласно выражению (7-5) определяется по формуле

$$K_\beta=\frac{K}{1+\beta K},$$

где K — коэффициент усиления усилителя без обратной связи;

β — коэффициент обратной связи,

$$\beta=\frac{U_\beta}{U_{вых}}.$$

Для схемы катодного повторителя $\beta = 1$ и, следовательно, коэффициент усиления $K_{к.п}$ катодного повторителя выразится формулой

$$K_{к.п} = \frac{K}{1+K}$$

и всегда будет меньше единицы. Так как в схеме катодного повторителя обычно применяются пентоды или лучевые тетроды, то обычно выполняется условие

$$R_i \gg R_к,$$

где $R_к$ — полезная нагрузка катодного повторителя, тогда

$$K_{к.п} = \frac{SR_к}{1+SR_к}. \quad (8\text{-}13)$$

Частотные искажения в схеме катодного повторителя возникают в области низших и высших частот. В области низших частот искажения возникают за счет увеличения сопротивления разделительной емкости $C_{раз}$, которая преграждает путь постоянной составляющей в нагрузку каскада.

В области высших частот частотные искажения возникают за счет емкости нагрузки $C_н$, которая уменьшает общее сопротивление катодной нагрузки.

Величина сопротивления катодной нагрузки $R_к$ обычно определяется из условия допустимых частотных искажений $M_в$ и величины емкости $C_н$.

Величина частотных искажений в области высших частот для каскада с катодной нагрузкой определяется формулой

$$M_в = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_в C_н R_к}{1+SR_к}\right)^2}.$$

Решая уравнение для $M_в$ относительно $R_к$, получим расчетную формулу для расчета сопротивления катодной нагрузки:

$$R_к = \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{\omega_в C_н - S\sqrt{M_в^2 - 1}}. \quad (8\text{-}14)$$

Сопротивление автоматического смещения рассчитывается по формуле

$$R_{к1}=\frac{|-E_{c1}|}{I_{a}+I_{э}}\ . \qquad (8\text{-}15)$$

Амплитуда переменной составляющей анодного тока определяется по формуле

$$I_{ma}=\frac{U_{вых}}{R_{к}}\ . \qquad (8\text{-}16)$$

Краткие выводы

1. В области низких частот частотные искажения возникают за счет цепей C_{c1}; R_{c1}; $C_{э}$; $R_{э}$; $C_{к}$; $R_{к}$.

За счет цепей $C_{э}R_{э}$ и $C_{к}R_{к}$ создается отрицательная обратная связь, которая уменьшает коэффициент усиления усилителя.

2. Для уменьшения частотных искажений в области низших частот в анодную цепь лампы включается корректирующий фильтр, состоящий из $R_{ф}$ и $C_{ф}$.

3. В области высших частот частотные искажения возникают за счет емкости $C_{общ}$, которая включена параллельно R_{a} и которая, следовательно, уменьшает общее сопротивление анодной нагрузки.

4. Для уменьшения частотных искажений в области высших частот последовательно с R_{a} включается индуктивность L_{a}, которая с емкостью $C_{общ}$ образует колебательный контур.

5. Для равномерного усиления сравнительно широкой полосы частот в качестве выходного каскада усилителя применяется схема с катодной нагрузкой (схема катодного повторителя).

6. За счет глубокой отрицательной обратной связи каскад по схеме катодного повторителя не дает усиления по напряжению, но усиливает входной сигнал по мощности.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие причины вызывают частотные искажения в широкополосном усилителе в области низших частот?

2. Как происходит уменьшение частотных искажений в области низших частот при наличии фильтра $C_{ф}$ $R_{ф}$?

3. Какие причины вызывают частотные искажения в широкополосном усилителе в области высших частот?

4. Как происходит уменьшение частотных искажений в области высших частот при наличии индуктивности L_a?

5. Почему коэффициент усиления каскада широкополосного усилителя, как правило, меньше коэффициента усиления каскада узкополосного усилителя?

6. Почему в широкополосном усилителе нельзя применять выходной каскад с выходным трансформатором?

7. Какие основные преимущества катодного повторителя по сравнению с выходным каскадом с нагрузкой в анодной цепи?

8. Почему коэффициент усиления по напряжению катодного повторителя меньше единицы?

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ В УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Полупроводниковые триоды и электронные лампы отличаются друг от друга по принципу действия. Однако между их электрическими свойствами можно установить аналогию. Полупроводниковые триоды могут заменить радиолампы в разнообразных усилительных, генераторных, импульсных и других радиотехнических устройствах. По сравнению с электронными лампами полупроводниковые триоды обладают рядом преимуществ: 1) значительно большим сроком службы; 2) высокой механической прочностью; 3) малыми размерами и весом. Однако до настоящего времени широкое внедрение полупроводниковых триодов в радиоаппаратуру ограничивается рядом их недостатков: 1) ограниченной областью частот, на которых могут применяться полупроводниковые триоды за счет значительных внутренних емкостей; 2) зависимостью параметров и характеристики триода от окружающей температуры.

Полупроводниковый триод подобно электронному имеет три электрода: эмиттер, базу и коллектор, которые включаются в схему радиоприбора. Эмиттер играет примерно такую же роль, что и катод в лампе. База по своему действию аналогична сетке лампы, а коллектор в определенной степени соответствует аноду лампы. Рассмотрим для сравнения принципиальные схемы усилительного каскада, собранного на ламповом триоде (рис. 9-1), и каскада, собранного на полупроводниковом триоде (рис. 9-2). Потен-

циал анода электронной лампы положительный по отношению к катоду, в то время как в полупроводниковом триоде потенциал коллектора по отношению к эмиттеру — отрицательный (при применении триода типа *p-n-p*).

Увеличение отрицательного смещения на сетке электронной лампы уменьшает анодный ток лампы, в то время

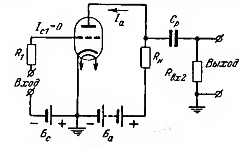


Рис. 9-1. Схема включения электронной трехэлектродной лампы с заземленным катодом.

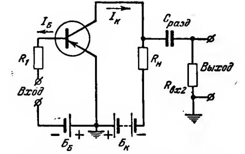


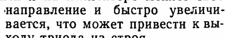
Рис. 9-2. Схема включения полупроводникового триода с заземленным эмиттером.

как увеличение отрицательного напряжения на базе полупроводникового триода увеличивает ток коллектора. Напряжение на управляющей сетке электронной лампы управляет анодным током этой лампы. По аналогии можно считать, что в полупроводниковом триоде коллекторным током управляет напряжение, приложенное между базой и эмиттером. Сходство статических характеристик полупроводникового триода и электронной лампы позволяет в ряде случаев рассчитывать устройство на полупроводни-

ковых триодах, пользуясь методами расчета ламповых схем.

Однако наряду со сходством полупроводниковый триод по сравнению с электронной лампой имеет ряд принципиальных отличий:

1. При изменении полярности анодного напряжения ток в анодной цепи электронной лампы прекращается. Ток в цепи коллектора полупроводникового триода при изменении полярности напряжения на коллекторе меняет свое направление и быстро увеличивается, что может привести к выходу триода из строя.



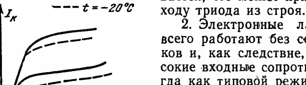


Рис. 9-3. Статические характеристики полупроводникового триода для разных температур окружающей среды.

2. Электронные лампы чаще всего работают без сеточных токов и, как следствие, имеют высокие входные сопротивления, тогда как типовой режим полупроводникового триода соответствует значительному току в цепи базы. Это приводит к тому, что входное сопротивление полупроводникового триода оказывается сравнительно небольшим, и при этом полупроводниковый триод будет значительно шунтировать выход предыдущего каскада.

3. При уменьшении отрицательного напряжения на базе триода до нуля коллекторный ток снижается до некоторого значения, получившего название неуправляемого коллекторного тока. Величина этого тока зависит от температуры полупроводникового триода.

При повышении температуры этот ток увеличивается и наоборот. В результате этого все семейство статических характеристик триода смещается в ту или другую сторону, как это показано на рис. 9-3.

Это приводит к резко выраженной нестабильности работы устройств, собранных на полупроводниковых триодах. Для устранения этого приходится применять специальные компенсирующие цепи.

4. Полупроводниковый триод имеет ярко выраженную внутреннюю обратную связь, которая создается за счет междуэлектродных сопротивлений.

5. Полупроводниковый триод по сравнению с электронным триодом имеет значительный разброс параметров, что

объясняется сложностью технологического процесса изготовления полупроводниковых триодов. Полупроводниковый триод подобно электронному триоду при включении в схему радиоприбора имеет два входных и два выходных контакта, и следовательно один из электродов триода (рис. 9-4) должен быть общим. Эквивалентная схема такого триода без учета внутренних емкостей приведена на рис. 9-5.

В этой схеме $r_э$ — сопротивление эмиттерного перехода, $r_к$ — сопротивление коллекторного перехода, $r_б$ — сопро-

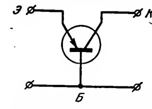


Рис. 9-4. Схематическое изображение полупроводникового триода.

Рис. 9-5. Эквивалентная схема полупроводникового триода.

тивление базы, обусловленное объемным сопротивлением базы и сопротивлением контакта базы с выводным проводником.

Полупроводниковый триод при использовании его в качестве усилителя может включаться по следующим трем основным схемам:

1) схема с заземленным эмиттером;
2) схема с заземленной базой;
3) схема с заземленным коллектором.

В данном случае под выражением заземленный эмиттер, или база, или коллектор подразумевается общая точка соединения этих электродов с другими цепями схемы, которая обычно соединяется с металлическим основанием прибора и таким образом является заземленной.

В схемах будут рассматриваться плоскостные триоды типа *p-n-p*, получившие в настоящее время наибольшее практическое применение.

9-1. СХЕМА С ЗАЗЕМЛЕННЫМ ЭМИТТЕРОМ

В схеме с заземленным эмиттером (рис. 9-2) сигнал $U_{вх}$ подается на участок база—эмиттер. Выходной сигнал $U_{вых}$ снимается с участка эмиттер—коллектор. Сигнал, действую-

щий на входе схемы, изменяет величину тока смещения $I_б$.

Соответствующие изменения тока, но с большей амплитудой, появляются и в цепи коллектора $I_к$, при этом на сопротивлении нагрузки $R_н$ возникает пульсирующее падение напряжения, переменная составляющая которого через разделительный конденсатор подается на выходные контакты схемы.

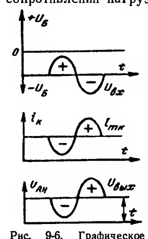


Рис. 9-6. Графическое изображение фазовых соотношений между входным и выходным сигналами.

Схема усилителя с заземленным эмиттером переворачивает фазу входного сигнала на 180°, т. е. если на вход подается сигнал с положительной полярностью, на выходе усилителя он имеет отрицательную полярность. В этом можно убедиться, если работу схемы рис. 9-2 представить графически, как показано на рис. 9-6.

При подаче на вход схемы рис. 9-2 сигнала с положительной полярностью относительно эмиттера результирующее напряжение, действующее на участке эмиттер — база, уменьшится, что вызовет уменьшение тока в цепи коллектора и, следовательно, уменьшение падения напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$:

$$U_{Rн} = (I_{к.ср} - \Delta i_к) R_н.$$

Для схемы с заземленным эмиттером коэффициент усиления каскада по току K_i определится по формуле

$$K_i = \frac{\alpha}{\alpha - 1}, \qquad (9\text{-}1)$$

где α — коэффициент усиления полупроводникового триода по току для современных плоскостных триодов для схем с заземленной базой порядка

$$K_i \approx 50.$$

Входное сопротивление определяется выражением

$$R_{вх} = \frac{r_э + r_б(1 - \alpha)}{1 - \alpha}. \qquad (9\text{-}2)$$

Велнчнна входного сопротнвлення составляет несколько кнлоом.

Коэффициент усиления по напряжению определяется выражением

$$K = K_i \frac{R'_н}{R_{вх\,2}}, \tag{9-3}$$

где

$$R'_н = \frac{R_н R_{вх\,2}}{R_н + R_{вх\,2}}, \tag{9-4}$$

и нмеет велнчнну порядка $K = 50 \div 55$.

Коэффнцнент уснлення по мощностн определяется выраженнем

$$K_p = K_i K = K^2 \frac{R'_н}{R_{вх\,2}} \tag{9-5}$$

н составляет порядка 2 500 — 2 800.

Выходное сопротивление трнода определяется выражением

$$R_{вых} = r_к (1 - \alpha) \tag{9-6}$$

н составляет порядка 50 — 100 *ком*.

Практнческн выходное сопротнвленне полупроводннкового трнода, включенного в схему, будет значительно меньше н определяется велнчнной $R'_н$ согласно выраженню (9-4), а так как $R_{вх\,2}$ составляет несколько кнлоом, велнчнна $R'_н$ будет значнтельно меньше $R_{вых}$ трнода.

9-2. СХЕМА С ЗАЗЕМЛЕННОЙ БАЗОЙ

В современной аппаратуре шнрокое прнмененне находят уснлнтелн на электронных лампах с заземленной сеткой. Упрощенная схема такого уснлнтеля прнведена на рнс. 9-7. Аналог такой схемы прн прнмененин полупроводннковых трнодов представлен на рнс. 9-8. Входной снгнал $U_{вх}$ прнкладывается между эмнттером и базой.

Выходное напряженне $U_{вых}$ сннмается с участка коллектор — база. В схеме с заземленной базой не пронсходнт нзменення фазы входного снгнала, что поясняется графнкамн, прнведенными на рнс. 9-9. Из этнх графнков вндно, что прн подаче на вход схемы рнс. 9-8 сигнала

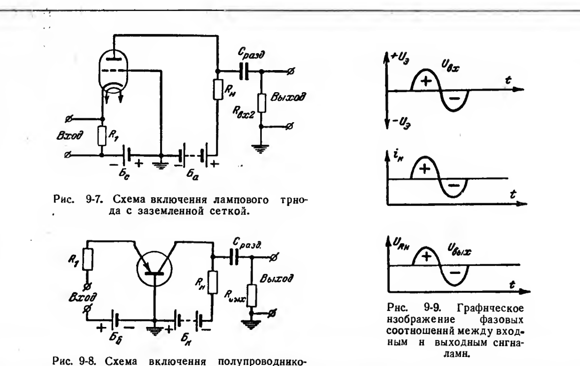


Рис. 9-7. Схема включения лампового триода с заземленной сеткой.

Рис. 9-8. Схема включения полупроводникового триода с заземленной базой.

Рис. 9-9. Графическое изображение фазовых соотношений между входным и выходным сигналами.

с положительной полярностью относительно базы результирующее напряжение, действующее на участке база — эмиттер, увеличится, что вызовет увеличение тока в цепи эмиттера и, следовательно, увеличение напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$.

В схеме с заземленной базой действует 100% отрицательная обратная связь по току.

Для схемы с заземленной базой коэффициент усиления каскада по току K_i равен коэффициенту усиления триода по току α:

$$K_i = \alpha. \qquad (9\text{-}7)$$

Таким образом, $K_i < 1$ и составляет порядка $K_i = 0{,}98$. Наличие глубокой отрицательной обратной связи уменьшает искажения кривой тока усиливаемого сигнала. Коэффициент усиления по напряжению, так же как и для схемы с заземленным эмиттером, определяется выражением

$$K = \alpha \frac{R'_н}{R_{вх\,2}}, \qquad (9\text{-}8)$$

где $R'_н = \frac{R_н R_{вх\,2}}{R_н + R_{вх\,2}}$, и составляет порядка $K = 55$.

Входное сопротивление $R_{вх}$ определяется выражением

$$R_{вх} = r_э + r_б (1 - \alpha) \qquad (9\text{-}9)$$

и составляет порядка 35 — 40 *ом*.

Выходное сопротивление $R_{вых}$ равно примерно сопротивлению коллектора, т. е. $R_{вых} \approx r_к$, и составляет порядка 0,1 — 1 *Мом*. Коэффициент усиления по мощности определяется выражением

$$K_p = \frac{\alpha^2 R'_н}{r_э + r_б (1 - \alpha)} \qquad (9\text{-}10)$$

и имеет величину порядка 50.

9-3. СХЕМА С ЗАЗЕМЛЕННЫМ КОЛЛЕКТОРОМ

В современной аппаратуре широкое применение находят усилители на электронных лампах по так называемой схеме катодного повторителя. Упрощенная схема такого усилителя показана на рис. 9-10. Аналог такой схемы на

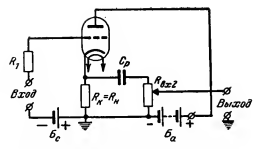


Рис. 9-10. Включение электронной лампы по схеме катодиого повторнтеля.

полупроводниковых триодах представлен на рис. 9-11. В этой схеме входной сигнал подается на участок база — эмиттер, а выходной сигнал снимается с нагрузки, включенной между эмиттером и землей; коллектор, таким образом, является общим электродом для входного и выходного сигналов.

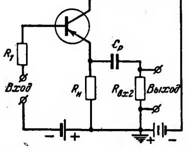


Рис. 9-11. Схема включения полупроводникового триода по схеме с заземленным коллектором.

В усилителе с заземленным коллектором, так же как и в схеме катодного повторителя, не происходит изменение фазы входного сигнала, что видно из графиков рис. 9-9, приведенных для схемы с заземленной базой. В схеме действует стопроцентная отрицательная обратная связь, которая уменьшает искажения формы кривой усиливаемого сигнала. Коэффициент усиления каскада по напряжению определяется выражением

$$K=\frac{K}{1+K}<1 \qquad (9\text{-}11)$$

и при расчетах можно брать $K\approx 1$, что объясняется наличием глубокой отрицательной обратной связи.

Коэффициент усиления по току K_i определяется выражением

$$K_i=\frac{1}{1-\alpha} \qquad (9\text{-}12)$$

и составляет порядка $K_i=50$.

Коэффициент усиления по мощности каскада с заземленным коллектором значительно меньше, чем у каскада с заземленным эмиттером, так как $K=1$; коэффициент усиления определяется по формуле

$$K_p = \frac{1}{1-\alpha} \tag{9-13}$$

и составляет порядка $K_p = 50$.

Входное сопротивление $R_{вх}$ каскада определяется выражением

$$R_{вх} = \frac{r_б + R'_н}{1+\alpha} \tag{9-14}$$

и составляет порядка $R_{вх} = 50R_н$.

Выходное сопротивление $R_{вых}$ определяется из выражения

$$R_{вых} = R(1-\alpha), \tag{9-15}$$

где R — сопротивление входного источника тока. $R_{вых}$ имеет обычно небольшую величину, порядка десятков ом.

Сравнение трех схем включения полупроводниковых триодов

Рассмотрев особенности и свойства трех схем включения полупроводниковых триодов, можно сделать следующие выводы:

1. Наименьшим входным и наибольшим выходным сопротивлениями обладает схема с заземленной базой.

2. Наибольшим входным и наименьшим выходным сопротивлениями обладает схема с заземленным коллектором.

3. Наименьшей разницей между входным и выходным сопротивлениями и высоким коэффициентом усиления по мощности обладает схема с заземленным эмиттером. Это дает возможность схему с общим эмиттером применять в многокаскадных усилителях с непосредственной связью между каскадами.

Схема с заземленным коллектором применяется обычно в качестве входного каскада для согласования входного устройства с остальными каскадами усилителя.

Схема с заземленной базой обычно применяется для триодов точечной конструкции, с которыми другие схемы работают неустойчиво.

Частотные свойства полупроводниковых триодов

Схематически кристаллический триод можно изобразить, как показано на рис. 9-12.

В области низких частот (звуковых) параметры полупроводникового триода практически не зависят от частоты, и, следовательно, сигнал, поступающий на вход схемы, воспроизводится на выходе без частотных искажений.

С повышением частоты начинает проявляться частотная зависимость параметров кристаллических триодов, что приводит к уменьшению коэффициента усиления по току.

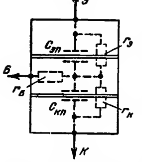


Рис. 9-12. Схематическое изображение полупроводникового триода с внутренними сопротивлениями и емкостями.

В результате этого амплитуда сигнала на выходе триода заметно падает. Для оценки частотных свойств кристаллического триода используется понятие предельной частоты усиления по току $f_{макс}$ и по мощности $f_{макс\ p}$.

Предельной частоте усиления по току соответствует такая частота, на которой коэффициент усиления по току K_i падает не более чем на 3 *дб* по отношению к коэффициенту усиления по току K_i на частоте 1 000 *гц*. Предельной частоте усиления по мощности соответствует частота, при которой коэффициент усиления по мощности K_p становится равным единице, т. е. при дальнейшем увеличении частоты сигнала триод не дает усиления по мощности. Существует ряд причин, ограничивающих предельную частоту триода. Одной из причин является наличие емкостей переходов и диффузионной емкости. Емкости эмиттерного перехода $C_{э.п}$ и коллекторного перехода $C_{к.п}$, указанные на рис. 9-12, создаются за счет нескомпенсированных зарядов ионизированных атомов, которые образуют двойной запорный слой. Величина этих емкостей зависит от толщины запорного слоя, который выполняет роль изолирующей прокладки. Толщина запорного слоя в свою очередь зависит от величины направления (полярности) приложенного напряжения. При малых амплитудах сигнала толщина слоя, а следовательно, и емкость перехода изменяются незначительно.

Емкость эмиттерного перехода имеет величину порядка 80—150 *пф*, и ее влиянием на работу схемы можно пренебречь, так как она шунтируется небольшим сопротивлением эмиттерного перехода $r_э$ порядка 30 *ом*. Емкость коллекторного перехода бывает порядка 10—50 *пф* и включена параллельно сопротивлению $r_к$ коллекторного перехода, имеющего сравнительно большую величину, порядка 1 *Мом*. Шунтируя сопротивление коллекторной нагрузки, эта емкость вызывает частотные искажения.

Кроме перечисленных внутренних емкостей, существует так называемая диффузионная емкость между эмиттером и базой. Электрическое поле внутри базы триода мало́, и поэтому поступающие из эмиттера в базу носители зарядов — дырки распространяются в ней сравнительно медленно, по закону диффузии (диффузия — это медленное проникновение одного вещества в другое). При этом в базе образуется объемный заряд. Переменное напряжение, приложенное между эмиттером и базой, вызывает изменение объема этого заряда, что вызывает емкостный ток между эмиттером и базой. Таким образом, наличие объемного заряда в базе эквивалентно по своему действию добавочной емкости между эмиттером и базой, которая подключается параллельно емкости $C_{э.п}$.

Эта диффузионная емкость может достигать значительной величины — до 10 000—12 000 *пф*. В настоящее время наша промышленность выпускает так называемые диффузионные триоды, обладающие сравнительно малой величиной диффузионной емкости. Помимо внутренних емкостей кристаллического триода, существуют также и другие причины, ограничивающие частотный предел работы триода.

Наиболее важной из этих причин является существенное различие во времени распространения носителей заряда, двигающихся от эмиттера к коллектору. Это приводит к тому, что при изменении тока эмиттера не будет происходить соответствующего изменения тока коллектора, в результате чего форма сигнала на выходе полупроводникового триода будет искажена. Кроме того, скорость движения зарядов в кристаллическом триоде за счет явления диффузии сравнительно невелика, и, следовательно, на высоких частотах время движения зарядов от эмиттера к коллектору будет соизмеримо с периодом колебаний сигнала, что приведет к резкому уменьшению входного сопротивления полупроводникового триода.

9-4. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ

При усилении слабых сигналов приходится считаться с наличием собственных шумов триода, которые в многокаскадных усилителях могут быть соизмеримы с уровнем сигнала. Теория и экспериментальные данные показывают, что плоскостные триоды шумят значительно меньше (в десятки раз), чем точечные триоды. Мощность шума значительно повышается на высоких частотах. Ввиду значительной частотной зависимости принято характеризовать уровень шумов на частоте 1 000 *гц* при полосе пропускания усилителя 1 *гц*. Полученные результаты могут быть пересчитаны на любую полосу частот. Уровень шума мало зависит от схемы включения полупроводникового триода. На уровень шума может значительно влиять режим питания триода и особенно первого каскада усилителя.

Несколько заниженное значение напряжений питания снижает уровень шума при некотором уменьшении усиления каскада.

Относительную величину шумов $Ш$, создаваемых усилителем, принято характеризовать соотношением, известным из теории ламповых усилителей,

$$Ш = \frac{\dfrac{P_с}{P_ш}}{\dfrac{P_{с1}}{P_{ш1}}},$$

где $P_с$ и $P_ш$ — мощности сигнала и шума на входе усилителя; $P_{с1}$ и $P_{ш1}$ соответствующие мощности сигнала и шума на выходе усилителя. Это соотношение для большинства типов плоскостных триодов в области низких частот имеет величину порядка 10 — 15 *дб*.

9-5. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

При конструировании многокаскадных усилителей низкой частоты основным вопросом является согласование сопротивлений входа и выхода отдельных каскадов между собой и согласование с входным сопротивлением источника усиливаемого напряжения. Если применяется схема усилителя с заземленным эмиттером и такие источники входного напряжения, как динамический микрофон, электромаг-

нитный звукосниматель и т. п., где собственное сопротивление источника исчисляется несколькими сотнями или тысячами ом, то согласование осуществляется сравнительно легко. Если же сопротивление входного источника велико (порядка мегом), например при включении конденсаторного микрофона, выхода частотного детектора, пьезоэлектрического звукоснимателя или других источников с большим выходным сопротивлением, то применение усилителей на полупроводниковых триодах часто затруднено

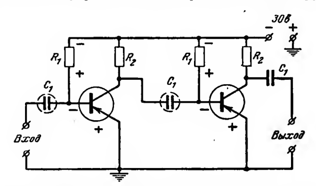


Рис. 9-13. Схема усилительного каскада на сопротивлениях на полупроводниковых триодах.

благодаря низкому значению входного сопротивления усилителя.

В некоторой степени выходом из этого положения является применение схемы усилителя с заземленным коллектором. Применяемые чаще всего в практике многокаскадные усилители обычно собираются на плоскостных триодах по схеме с заземленным эмиттером, обеспечивающие наиболее эффективное согласование между каскадами усилителя. На рис. 9-13 приведена схема двухкаскадного усилителя на плоскостных триодах на сопротивлениях, используемого как предварительный усилитель. В этой схеме сопротивление R_1 является делителем напряжения для обеспечения необходимого отрицательного смещения на базе. Сопротивление R_2 является нагрузкой в цепи коллектора. С этого сопротивления снимается напряжение усиленного сигнала.

Сравнительно низкое входное сопротивление каскадов требует больших значений разделительных емкостей C_1, которые имеют емкость в зависимости от схем усилителя

порядка 5—10 *мкф*. Поэтому в качестве разделительных емкостей приходится использовать электролитические конденсаторы. Имеющаяся утечка в этих конденсаторах не играет существенной роли ввиду низких значений входных сопротивлений каскадов на полупроводниковых триодах.

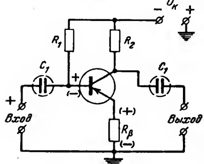


Рис. 9-14. Схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью на полупроводниковом триоде.

В схемах усилителей с заземленным эмиттером можно применить для целей стабилизации и повышения линейности амплитудной характеристики, а также для увеличения входного сопротивления отрицательную обратную связь.

Для этого в цепь эмиттера (рис. 9-14) включают сопротивление $R_β$, которое действует так же, как и сопротивление в цепи катода электронной лампы, обеспечивая обратную связь по току. Так как схема с заземленным эмиттером изменяет фазу усиливаемого сигнала на 180°, то на сопротивлении $R_β$ создается переменное падение напряжения, которое через сопротивление R_1 подается на базу триода в противофазе с входным сигналом. (На схеме рис. 9-14 полярность напряжений, указанная в скобках,

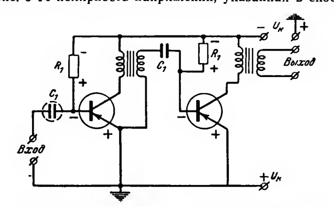


Рис. 9-15. Схема усилительного каскада на трансформаторах на полупроводниковых триодах.

соответствует напряжению обратной связи.) При увеличении сопротивления R_β усиление, даваемое каскадом, падает, а входное сопротивление возрастает. Это бывает выгодно при включении первого каскада усилителя к выходу частотного детектора во избежание недопустимого шунтирования малым входным сопротивлением усилителя резонансного контура частотного детектора.

Для наилучшего использования усилительных свойств полупроводниковых триодов в многокаскадных усилителях

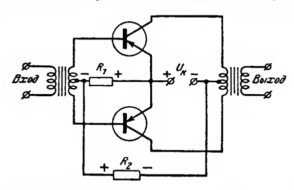


Рис. 9-16. Двухтактная схема выходного каскада на полупроводниковых триодах.

часто применяют схемы на трансформаторах низкой частоты. Одна из таких схем приведена на рис. 9-15.

Выбор схемы выходного каскада определяется значением требуемой мощности, типами и данными полупроводникового триода. На выходе такого усилителя, как правило, включается выходной трансформатор для согласования выходного сопротивления триода с нагрузкой.

Если однотактный выходной каскад при данных полупроводниковых триодах не обеспечивает заданной мощности, применяется двухтактная схема выходного каскада, изображенная на рис. 9-16. В этой схеме сопротивления R_1 и R_2 выполняют роль делителя напряжения, причем падение напряжения на сопротивлении R_1 используется для подачи отрицательного смещения на базу триода.

Входной трансформатор служит для согласования входного сопротивления триода с сопротивлением источника входного напряжения.

9-6. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПО РАСЧЕТУ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Исходная рабочая точка на характеристиках полупроводникового триода выбирается на основании тех же соображений, что и в ламповых усилителях. На рис. 9-17 представлено семейство выходных характеристик триода.

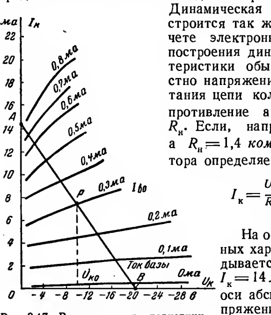


Рис. 9-17. Выходные характеристики полупроводникового триода П1А.

Динамическая характеристика строится так же, как и при расчете электронной лампы. Для построения динамической характеристики обычно бывает известно напряжение источника питания цепи коллектора $U_к$ и сопротивление анодной нагрузки $R_н$. Если, например, $U_к = 20$ *в*, а $R_н = 1{,}4$ *ком*, то ток коллектора определяется по формуле

$$I_к = \frac{U_к}{R_н} = \frac{20}{1\,400} \approx 14\,ма.$$

На оси ординат выходных характеристик откладывается значение тока $I_к = 14$ *ма* (точка A), а на оси абсцисс значение напряжения $U_к$ (точка B).

Полученные точки A и B соединяются прямой, которая и является динамической характеристикой (рис. 9-17).

Для того чтобы зафиксировать на динамической характеристике исходную рабочую точку P, необходимо задаться определенным током смещения базы $I_{б0}$, который играет роль, аналогичную напряжению сеточного смещения электронной лампы. Например, выбирается исходная рабочая точка, соответствующая току смещения $I_{б0} = 0{,}3$ *ма*. Для получения выбранного режима необходимо в усилителе обеспечить требуемую величину тока смещения в цепи базы. Простейшая схема подачи смещения изображена на рис. 9-18, *а*. Для данной схемы

величина сопротивления R_1 рассчитывается по формуле

$$R_1 \approx \frac{U_к}{I_{б0}},$$

где $U_к$ — напряжение источника питания цепи коллектора;

$I_{б0}$ — ток в цепи базы, соответствующий исходному положению рабочей точки P.

Как видно из схемы рис. 9-18,*а*, ток базы не зависит от параметров триода, а зависит от внешних цепей и при любых изменениях характеристик триода остается постоянным.

Эта схема весьма нестабильна, так как при изменении температуры характеристики триода могут перемещаться и, следовательно, рабочая точка P будет перемещаться по динамической характеристике, что может вызвать значительные искажения усиливаемого сигнала. На рис. 9-18,*б* показана схема с так называемым автоматическим смещением, которая работает более стабильно. Если под действием температуры или других факторов характеристики триода сместятся, например, в сторону точки A, коллекторный ток увеличится, а напряжение на коллекторе уменьшится. Это вызовет умень-

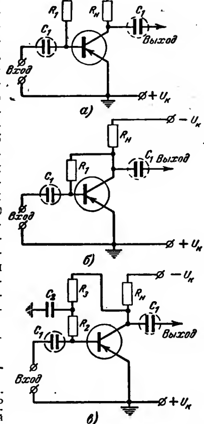


Рис. 9-18. Схемы подачи тока смещения базы.

а — простейшая схема подачи смещения; *б* — схема подачи автоматического смещения; *в* — схема подачи автоматического смещения с меньшей величиной обратной связи.

шение тока базы, и при этом рабочая точка вернется в исходное положение P. Этим достигается автоматическое смещение.

По существу в схеме рис. 9-18,*б* сопротивление R_1 охватывает каскад отрицательной обратной связью, которая несколько уменьшает коэффициент усиления каскада, но значительно стабилизирует работу каскада. Для увеличения коэффициента усиления каскада можно устранить обратную связь путем включения двух сопротивлений, как показано в схеме рис. 9-18,*в*.

Сопротивления R_2 и R_3 выбираются равными. Сопротивление $R_1=R_2+R_3$ рассчитывается по формуле

$$R_1=R_2+R_3=\frac{U_к}{I_{б0}},$$

где $U_к$ — постоянное напряжение на коллекторе, определяется рабочей точкой P;

$I_{б0}$ — ток в цепи базы, соответствующий исходному положению рабочей точки P.

Разделительная емкость между каскадами усилителя C_1 (рис. 13) рассчитывается по формуле

$$C \geqslant \frac{10^6}{R_{вх}\,\omega_н \sqrt{M_н^2-1}}\ [мкф].$$

Для расчета основных параметров схемы можно применить приближенные формулы, приведенные в табл. 9-1, которые для практических расчетов дают вполне удовлетворительные результаты.

Краткие выводы

1. Усилители на полупроводниковых триодах по сравнению с усилителями на электронных лампах обладают рядом преимуществ: более высоким к. п. д., малыми размерами и весом, высокой механической прочностью, экономичностью за счет отсутствия цепей питания накала, значительно большим сроком службы.

2. К недостаткам полупроводниковых триодов относятся неоднородность параметров различных экземпляров триодов одного типа, зависимость параметров от температуры, большой уровень собственных шумов.

3. Возможны три схемы включения полупроводникового триода: с заземленным эмиттером, с заземленным коллектором и с заземленной базой.

Таблица 9-1

Приближенные формулы для расчета усилителя низкой частоты на полупроводниковых триодах

Тип схемы	Входное сопротивление $R_{вх}$	Выходное сопротивление $R_{вых}$	Усиление по току K_i	Усиление по напряжению K	Усиление по мощности K_p
С заземленным эмиттером	$R_{вх} = \frac{r_э + r_б(1-\alpha)}{1-\alpha}$	$R_{вых} = r_к(1-\alpha)$	$K_i = \frac{\alpha}{1-\alpha}$	$K = K_i \frac{\alpha R'_н}{r_э + r_б(1-\alpha)}$	$K_р = K_i^2 \frac{R_н^2}{R_{вх2}}$
С заземленной базой	$R_{вх} = r_э + r_б(1-\alpha)$	$R_{вых} = r_к$	$K_i = \alpha$	$K = \alpha \frac{R'_н}{R_{вх2}}$	$K_р = \frac{\alpha^2 R'_н}{r_э + r_б(1-\alpha)}$
С заземленным коллектором	$R_{вх} = \frac{r_б + R'_н}{1+\alpha}$	$R_{вых} = R(1-\alpha)$	$K_i = \frac{\alpha}{1-\alpha}$	$K = 1$	$K_р = \frac{1}{1-\alpha}$

Здесь α — коэффициент усиления по току схемы с заземленной базой.

$$R'_н = \frac{R_н R_{вх2}}{R_н + R_{вх2}};$$

R — сопротивление источника тока.

4. Схема с заземленным эмиттером обладает наименьшей разницей между входным и выходным сопротивлениями и поэтому удобна для многокаскадных усилителей с непосредственной связью между каскадами.

Схема с заземленным коллектором обладает наибольшим входным и наименьшим выходным сопротивлениями и обычно применяется в качестве входного каскада для согласования входного устройства с остальными каскадами усилителя.

5. Схема с заземленной базой обладает наименьшим входным и наибольшим выходным сопротивлениями и также может применяться для согласования между собой отдельных каскадов или входного низкоомного устройства с входным каскадом. Схема с заземленной базой в усилителях низкой частоты применяется сравнительно редко.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие основные преимущества и недостатки полупроводниковых триодов по сравнению с электронными лампами?
2. Какая схема включения полупроводникового триода имеет наименьшее и наибольшее выходные сопротивления?
3. Какая схема включения полупроводникового триода имеет наибольшее входное и наименьшее выходное сопротивления?
4. Какая схема полупроводникового триода имеет наименьшую разницу между входным и выходным сопротивлениями?
5. Какие причины вызывают в усилителях на полупроводниковых триодах появление частотных искажений?
6. Что называется предельной частотой усиления полупроводниковых триодов по току и мощности?
7. Почему в многокаскадных усилителях на полупроводниковых триодах приходится считаться с собственным шумом триодов?
8. Почему в схемах на сопротивлениях при применении полупроводниковых триодов приходится применять переходные конденсаторы большой емкости?

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

10-1. ПАРАМЕТРЫ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ

Энергия электромагнитных волн поступает в приемник с помощью приемной антенны, которая, преобразуя энергию электромагнитных волн в энергию электрического тока высокой частоты, передает ее на вход приемника. Поэтому передача принятой энергии на вход приемника зависит от параметров приемной антенны.

Под действием электромагнитных волн в приемной антенне возникает электродвижущая сила $E_А$, равная:

$$E_А = Eh_д, \qquad (10\text{-}1)$$

где E — напряженность электрического поля у приемной антенны, *мкв/м*; $h_д$ — действующая высота антенны, *м* и $E_А$ — возникающая в антенне э. д. с., *мкв*.

Действующая высота антенны зависит от ее конструкции. Для вертикальной антенны, длина которой значительно меньше длины принимаемой волны, действующая высо-

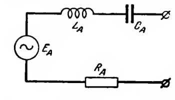


Рис. 10-1. Эквивалентная схема приемной антенны.

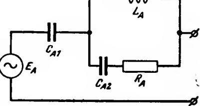


Рис. 10-2. Эквивалентная схема стандартной радиовещательной приемной антенны.

та равна половине геометрической длины антенны. В случае, если антенна на верхнем своем конце имеет нагрузку (в виде горизонтального провода или системы горизонтальных проводов), действующая высота антенны увеличивается и приближается к значению высоты вертикального провода антенны.

Как и всякая цепь с распределенными постоянными, антенна обладает емкостью, индуктивностью и активным сопротивлением; последнее слагается из сопротивления потерь антенны и сопротивления излучения.

Поэтому антенну можно представить в виде эквивалентного генератора, создающего электродвижущую силу $E_А$ с внутренним сопротивлением, состоящим из $L_А$, $C_А$ и $R_А$.

В первом приближении антенну можно заменить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 10-1.

Более точно обычную антенну, применяемую при приеме радиовещательных станций, можно заменить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 10-2. В соответствии с ГОСТ 5881-51 параметры этого эквивалента антенны имеют следующие данные: $C_{А1} = 200$ *пф*;

$C_{A2} = 400$ *пф*; $L_A = 20$ *мкгн* и $R_A = 400$ *ом*. На высших частотах благодаря малой величине емкостных сопротивлений и большой величине индуктивного сопротивления общее сопротивление приближенно можно считать активным, равным R_A. На низших частотах сопротивление индуктивности падает и общее сопротивление антенны становится емкостным, равным $\frac{1}{j\omega C_{A1}}$. На некоторой средней частоте, равной собственной частоте антенны, наступает резонанс, обусловленный реактивностями L_A и C_{A1}.

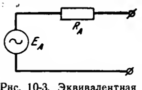


Рис. 10-3. Эквивалентная схема приемной антенны в диапазоне коротких волн.

При повышении частоты принимаемых сигналов потери в антенне возрастают и сопротивление антенны часто практически можно считать активным, в основном определяемым сопротивлением излучения. Эквивалентная схема приемной антенны в этом случае принимает вид, изображенный на рис. 10-3.

10-2. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Входными цепями приемника называются цепи, соединяющие антенну (или фидер, идущий от нее) со входом первого каскада приемника. В ламповом приемнике входом каскада являются контакты управляющей сетки и катода первой лампы.

Входные цепи должны создать на входе первого каскада приемника наибольшее и по возможности неискаженное напряжение принятого сигнала и отфильтровать напряжения всех других частот, создаваемых в антенне другими радиостанциями и помехами.

В настоящее время для целей выделения нужной частоты почти исключительно пользуются резонансными свойствами колебательных систем, хотя этот способ и не является единственным. Поэтому входные цепи обычно представляют собой колебательный контур или систему связанных контуров.

Одной из важнейших характеристик входных цепей является коэффициент передачи напряжения $K_{вх.ц}$, выражающий отношение напряжения принятого сигнала $U_{вх}$, поступа-

ющего на вход первого каскада приемника, к электродвижущей силе E_A:

$$K_{вх.ц} = \frac{U_{вх}}{E_A}. \qquad (10\text{-}2)$$

В малоламповых приемниках невысокой чувствительности желательно получить наибольшее значение $K_{вх.ц}$, так как последний в значительной мере определяет чувствительность всего приемника в целом. В многоламповых приемниках с помощью усилителей можно получить значительно большее усиление, и величина коэффициента передачи напряжения уже не играет существенной роли. Но для высокочувствительных приемников сверхвысоких частот коэффициент передачи напряжения вновь приобретает большое значение, так как в диапазоне сверхвысоких частот значительно возрастают собственные шумы, практически ограничивая чувствительность приемника, и для того чтобы сигнал превосходил шум, нужен высокий коэффициент передачи напряжения входных цепей.

Наряду с полезным сигналом в антенне возникают электродвижущие силы других частот от других радиостанций и помех, причем эти э. д. с. по своим амплитудам могут значительно превосходить амплитуду полезного сигнала. Как уже было указано, для выделения полезного сигнала служат колебательные контуры. Таким образом, следующей важной характеристикой входных цепей является их избирательность (или селективность). Для лучшего выделения частоты сигнала из суммы других частот избирательность должна быть как можно больше. Однако при высокой избирательности входных цепей полоса пропускания у них сужается, что может привести к срезанию высших боковых чатот, т. е. к частотным искажениям.

Приемники в большинстве случаев работают в диапазоне частот, т. е. имеется возможность принимать с помощью одного приемника различные станции, работающие на разных частотах. Для этого входные цепи должны позволять перестройку на любую частоту заданного рабочего диапазона частот. Необходимо, чтобы параметры входных цепей (коэффициент передачи напряжения и избирательность) при перестройке изменялись лишь в допустимых пределах.

Присоединение к приемнику антенны изменяет параметры входных цепей и их резонансную частоту. В большинстве случаев к приемнику могут присоединяться различные антенны. Чтобы смена антенны не приводила к значитель-

ному изменению параметров входных цепей и к их расстройке, связь их с антенной должна быть небольшой. Уменьшение коэффицента передачи напряжения за счет уменьшения связи с антенной компенсируется повышением коэффицента усиления последующих каскадов приемника. Однако в приемниках сверхвысоких частот, как уже указывалось, снижение коэффициента передачи напряжения входных цепей ведет к снижению уровня сигнала на фоне шума, и поэтому вопрос согласования антенны с входной цепью приемника сверхвысоких частот приобретает большое значение.

10-3. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР И ЕГО ПАРАМЕТРЫ

Во многих случаях входные цепи представляют собой одиночный колебательный контур, и перед изучением различных схем входных цепей целесообразно напомнить основные свойства колебательного контура. Ток в колебательном контуре, изображенном на рис. 10-4, равен:

$$I = \frac{E}{\sqrt{r^2 + x^2}}, \tag{10-3}$$

где $x = \omega L - \frac{1}{\omega C}$. На резонансной частоте ω_0, когда реактивное сопротивление становится равным нулю, ток в контуре достигает наибольшего значения, равного:

$$I_m = \frac{E}{r}. \tag{10-4}$$

Резонансная частота определяется из соотношения

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{10-5}$$

Рис. 10-4. Последовательный колебательный контур.

Отношение напряжения U, снимаемого с конденсатора контура, к электродвижущей силе источника E называется коэффициентом „усиления" контура $K_к$:

$$K_к = \frac{U}{E}. \tag{10-6}$$

В момент резонанса наибольший ток, развиваемый в контуре, создает на реактивных сопротивлениях наибольшее напряжение U_m и коэффициент „усиления" кон-

тура достигает наивысшего значения, называемого добротностью контура Q:

$$Q = \frac{U_m}{E}. \qquad (10\text{-}7)$$

На практике часто пользуются величиной, обратной добротности и называемой затуханием контура d,

$$d = \frac{1}{Q}. \qquad (10\text{-}8)$$

Обычные колебательные контуры, применяемые на практике, имеют добротность от 300 до 50, что соответствует затуханию от 0,0033 до 0,02.

Избирательность колебательного контура определяется отношением добротности контура к коэффициенту усиления при заданной расстройке Δf:

$$Se = \frac{Q}{K_к}. \qquad (10\text{-}9)$$

Так как

$$Q = \frac{U_m}{E} = \frac{I_m}{E\omega_0 C} = \frac{E}{rE\omega_0 C} = \frac{1}{r\omega_0 C},$$

а

$$K_к = \frac{U}{E} = \frac{I}{E\omega C} = \frac{E}{E\omega C\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} =$$

$$= \frac{1}{\omega C\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}},$$

то

$$Se = \frac{\omega C\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}{r\omega_0 C} = \sqrt{1 + \frac{\omega_0^2 L^2}{r^2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}\,\frac{\omega}{\omega_0}$$

или окончательно

$$Se = \sqrt{1 - \frac{1}{d^2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}\,\frac{\omega}{\omega_0}. \qquad (10\text{-}10)$$

При малых относительных расстройках, когда ω отличается от ω_0 не более, чем на 10%, величину, стоящую в скобках под корнем, можно упростить:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0\omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega_0\omega} \approx \frac{\Delta\omega 2\omega}{\omega_0\omega} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2\Delta f}{f_0}.$$

Тогда получим:

$$Se = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{df_0}\right)^2 \frac{f}{f_0}} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{df_0}\right)^2}. \qquad (10\text{-}11)$$

Отношение удвоенной относительной расстройки $\frac{2\Delta f}{f_0}$ к затуханию контура d называется обобщенной расстройкой ξ:

$$\xi = \frac{2\Delta f}{df_0}, \qquad (10\text{-}12)$$

формула (10-11) перепишется в виде

$$Se = \sqrt{1 + \xi^2}. \qquad (10\text{-}13)$$

На рис. 10-5 показана зависимость избирательности от величины обобщенной расстройки.

Если величины обобщенной расстройки, отложенные по оси абсцисс, умножить на половину произведения затухания контура и его резонансной частоты, то приведенный на рисунке график будет выражать зависимость избирательности данного контура от относительной расстройки.



Рис. 10-5. Зависимость избирательности контура от обобщенной расстройки.

При определении избирательности по зеркальному каналу пользоваться приведенными выше формулами и графиками нельзя, так как расстройка при этом обычно превосходит 10% и замена величины $\omega + \omega_0$ через $2\omega_0$ недопустима. Выведем формулу для определения избирательности контура при больших расстройках.

Обозначим отношение резонансной частоты f_0 к частоте зеркального канала $f_з$ через $x = \frac{f_0}{f_з}$. Тогда формулу (10-10) можно переписать в виде

$$Se_з = \sqrt{1 + \frac{1}{d^2}\left(\frac{1}{x} - x\right)^2 \frac{1}{x}} = \sqrt{1 + \frac{1}{d^2}\left(\frac{1 - x^2}{x}\right)^2 \frac{1}{x}}.$$

Если x значительно отличается от единицы, то $\frac{1}{d^2}\left(\frac{1-x^2}{x}\right)^2 \frac{1}{x} \gg 1$. Окончательио получим:

$$Se_з = \pm \frac{1-x^2}{dx^2}. \qquad (10\text{-}14)$$

Часто бывает иеобходимо знать, при какой расстройке ослабление приниимаемого сигнала ие превосходит заданной величины. Так как вблизи резонаиса кривую избирательиости можио считать симметричиой отиосительио оси ординат, то двойное значение расстройки показывает полосу частот Π, усиливаемых коитуром, тогда как за границей этой полосы ослабление контура превосходит допустимую величину. Таким образом

$$\Pi = 2\Delta f. \qquad (10\text{-}15)$$

Из формулы (10-11) иаходим:

$$Se^2 = 1 + \left(\frac{\Pi}{df_0}\right)^2,$$

откуда

$$\Pi = df_0\sqrt{Se^2 - 1}, \qquad (10\text{-}16)$$

где $S'e$ выражает величину допустимого ослабления на границах полосы частот, иначе говоря, величииу частотиых искажеиий, допустимых для даииого коитура.

Часто за величину допустимого ослаблеиия принимается $\sqrt{2}$, что соответствует ослаблеиию мощиости иа граиичной частоте по сравнеиию с мощностью иа резоиаисной частоте в 2 раза. При этом усилеиие по напряжению иа граничной частоте будет составлять 0,707 от усилеиия иа резонансной частоте. Из формулы (10-16) в этом случае получается:

$$\Pi_{0,7} = df_0, \qquad (10\text{-}17)$$

Все высокочастотиые каскады приемника, в том числе и входиые цепи, должиы по возможиости равиомерио усиливать иапряжеиие во всей полосе частот, излучаемых передатчиком, и одиовремеиио ослаблять действие всех частот, лежащих за границей этой полосы. Наилучшей частотиой характеристикой был бы прямоугольиик, изображеиный иа рис. 10-6. Такая характеристика называется идеальиой. Реальная характеристика контура, вид которой изображен иа рис. 10-7, значительио отличается от идеальиой. Если при идеальиой характеристике коэффициеит „усилеиия" коитура во всей полосе одинаков и равен добротиости этого контура, а за граиицей этой полосы равен нулю, то

при реальной характеристике контура коэффициент „усиления" в пределах полосы неодинаков, имея максимальное значение, равное добротности, на резонансной частоте, а за пределами полосы коэффициент усиления лишь постепенно спадает, стремясь в пределе к нулю.

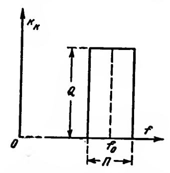


Рис. 10-6. Идеальная частотная характеристика контура.

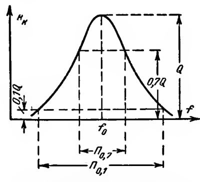


Рис. 10-7. Реальная частотная характеристика контура.

Для того чтобы одновременно характеризовать и частотные искажения в пределах полосы и избирательность за пределами этой полосы, вводят коэффициент прямоугольности $k_п$, показывающий отношение полосы частот, отсчитанной на определенном уровне. Так, для уровня 0,1 коэффициент прямоугольности равен:

$$k_п = \frac{П_{0,7}}{П_{0,1}}. \tag{10-18}$$

Для идеальной характеристики $k_п = 1$, так как $П_{0,7} = П_{0,1}$. Для реальной характеристики, как это очевидно из рис. 10-7, $k_п < 1$.

Нетрудно доказать, что для любого последовательного одиночного колебательного контура коэффициент прямоугольности для определенного уровня является величиной постоянной. Для этого определим полосу частот на уровне 0,1, воспользовавшись формулой (10-16). Так как $Se = 10$, то

$$П_{0,1} = df_0 \sqrt{10^2 - 1} \approx 10 df_0. \tag{10-19}$$

Отсюда

$$k_п = \frac{П_{0,7}}{П_{0,1}} \approx 0,1.$$

10-4. СХЕМЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ АНТЕННЫ

В большинстве приемников, не рассчитанных на прием широкой полосы частот, важнейшим параметром входных цепей является их избирательность. В простейшем случае входная цепь представляет собой одиночный колебательный контур, причем антенна непосредственно входит в состав этого контура (рис. 10-8).

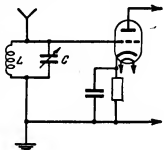


Рис. 10-8. Простая схема входных цепей с параллельным включением L и C.

Приведенная схема в настоящее время редко применяется на практике, так как дает сильную зависимость настройки приемника от параметров антенны.

Для того чтобы смена антенны не нарушала градуировку приемника и не вызывала расстройку выходных цепей относительно остальных каскадов, необходимо осуществлять слабую связь контура входных цепей с приемной антенной. Получающееся при этом уменьшение коэффициента передачи напряжения можно скомпенсировать повышением усиления остальных каскадов приемника. В рассмотренной схеме антенна непосредственно входит в контур входной цепи, и, естественно, изменять связь антенны с входным контуром в этих схемах невозможно.

В более сложных схемах входные цепи представляют собой систему из двух связанных контуров, причем первым контуром является цепь антенны. Связь между этими контурами может быть емкостная, индуктивная или смешанная (гальваническая связь не применяется, так как включение добавочного активного сопротивления во входных цепях ухудшает избирательные свойства приемника).

10-5. СХЕМА ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ ЕМКОСТНОЙ СВЯЗИ С АНТЕННОЙ

Принципиальная схема входной цепи при емкостной связи с антенной изображена на рис. 10-9, а ее полная эквивалентная схема показана на рис. 10-10.

Величина емкости $C_{св}$ выбирается весьма малой для того, чтобы цепь антенны по возможности меньше вли-

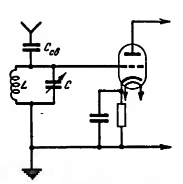


Рис. 10-9. Схема входной цепи при емкостной связи с антенной.

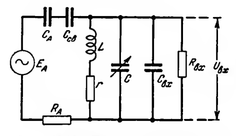


Рис. 10-10. Полная эквивалентная схема входной цепи при емкостной связи с антенной.

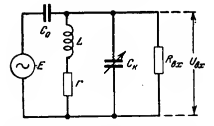


Рис. 10-11. Упрощенная эквивалентная схема входной цепи при емкостной связи с антенной.

яла на контур входиой цепи (обычно $C_{св} = 5 - 50$ *пф*, причем бо́льшая емкость берется при работе иа более длинных волиах). $C_{вх}$ и $R_{вх}$ эквивалеитной схемы представляют соответствеиио входиую емкость и входиое сопротивление лампы, а также учитывают емкость монтажа и сопротивление утечки.

Параллельно соедииеиные емкости C и $C_{вх}$ можно на схеме заменить общей емкостью $C_{к} = C + C_{вх}$, а последовательно соедииенные емкости C_{A} и $C_{св}$ — емкостью $C_{0} = \frac{C_{A}C_{св}}{C_{A} + C_{св}}$. Так как емкость C_{0} получается весьма малой и сопротивление ее значительио првосходит сопротивление индуктивности L_{A} и сопротивление потерь, то последними можно пренебречь. Тогда эквивалеитная схема упростится, как это показаио на рис. 10-11. Одиако и эту схему можно упростить, сведя ее к обычному последовательному контуру.

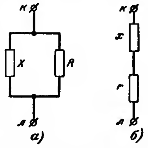


Рис. 10-12. Параллельиое и эквивалентное последовательное соедииение активного и реактивиого сопротивлений.

Пересчитаем электродвижущую силу E из цепи антенны в цепь контура. При этом эквивалентное значеиие электродвижущей силы станет равным:

$$E_{A.э} = E_{A} \frac{\frac{1}{j\omega C_{к}}}{\frac{1}{j\omega C_{0}} + \frac{1}{j\omega C_{к}}} = E_{A} \frac{C_{0}}{C_{0} + C_{к}}.$$

Оказавшиеся параллельно включенными емкости C_{0} и $C_{к}$ можно заменить общей емкостью $C_{к.э} = C_{к} + C_{0}$.

Сопротивление $R_{вх}$ также можно пересчитать в цепь контура, для чего выведем необходимые формулы.

Пусть параллельно реактивиому сопротивлению X включено активное сопротивление R, как это показаио иа рис. 10-12. Требуется иайти такие значения последовательно включенных сопротивлеиий x и r, изображеииых на рис. 10-12, *б*, чтобы общее сопротивлеиие между точками K и $Л$ было одинаково.

Для схемы *а* общее сопротивление равно:

$$\overline{Z}=\frac{jXR}{R+jX}=\frac{jXR^2+X^2R}{R^2+X^2}=\frac{X^2R}{R^2+X^2}+j\,\frac{XR^2}{R^2+X^2}.$$

Для схемы *б* $\overline{z}=r+jx$. Так как по условию $\overline{Z}=\overline{z}$, то $r=\frac{X^2R}{R^2+X^2}$, а $x=\frac{XR^2}{R^2+X^2}$. Часто бывает $R^2\gg X^2$, и можно считать, что $R^2+X^2\approx R^2$. Тогда окончательно получим:

$$x=X;\quad r=\frac{X^2}{R}\ \text{ и }\ R=\frac{X^2}{r}. \qquad (10\text{-}20)$$

Воспользуемся выведенными формулами для пересчета $R_{вх}$ в цепь емкости $C_{к.э}$, имея в виду, что $R_{вх}\gg\left|\frac{1}{j\omega C_э}\right|$:

$$\Delta r_{вх}=\frac{1}{(\omega C_{к.э})^2R_{вх}}.$$

Теперь эквивалентную схему входной цепи можно изобразить так, как это показано на рис. 10-13, где $r_э=r+\Delta r_{вх}$. Если необходимо учесть и сопротивление потерь антенны, то его также можно пересчитать в цепь эквивалентного контура, как это сделано с $R_{вх}$.

Ток в этом контуре равен:

$$I=\frac{E_{А.э}}{\sqrt{r_э^2+(\omega L-1/\omega C_{к.э})^2}}.$$

При резонансе $I_m=\frac{E_{А.э}}{r_э}$, а напряжение на входе лампы равно:

$$U_{вх}=\frac{I_m}{\omega_0C_{к.э}}=\frac{E_{А.э}}{\omega_0C_{к.э}\,r_э}=\frac{E_А}{r_э}\,\frac{C_0}{C_к+C_0}\,\frac{1}{\omega_0\,(C_к+C_0)}=$$

$$=\frac{E_А}{r_э}\,\frac{C_0}{(C_к+C_0)^2\,\omega_0}.$$

Отсюда коэффициент передачи напряжения равен:

$$K_{вх.ц}=\frac{C_0}{r_э\,(C_к+C_0)^2\omega_0},$$

а добротность эквивалентного контура равна:

$$Q_э=\frac{1}{r_эC_{к.э}\omega_0}=\frac{1}{r_э\,(C_к+C_0)\,\omega_0}. \qquad (10\text{-}21)$$

Если обозначить

$$\frac{C_0}{C_к + C_0} = p,$$

то

$$K_{вх.ц} = pQ_э = \frac{p}{d_э}.$$

Избирательность такой входной цепи определяется, как обычно, по формуле (10-13), где

$$\xi = \frac{2\Delta f}{d_э f_0}.$$

Рассмотрим, как зависит коэффициент передачи напряжения схемы входной цепи с емкостной связью с антенной от рабочей частоты диапазона. Первоначально разберем случай настройки контура с помощью переменного конденсатора.

Затухание эквивалентного контура $d_э = \frac{r_э}{\omega_0 L}$, где величина L при настройке остается неизменной. Так как r

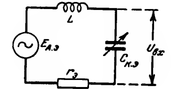


Рис. 10-13. Окончательная эквивалентная схема входной цепи при емкостной связи с антенной.

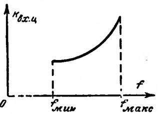


Рис. 10-14. Зависимость $K_{вх.ц}$ от частоты при емкостной связи с антенной.

изменяется примерно прямо пропорционально частоте, то величину затухания $d_э$ при перестройке приемника можно считать неизменной. Коэффициент $p = \frac{C_0}{C_{к.э}}$ обратно пропорционален емкости контура $C_{к.э}$, которая обратно пропорциональна квадрату резонансной частоты контура. Отсюда коэффициент передачи напряжения прямо пропорционален квадрату рабочей частоты, как это изображено на рис. 10-14. Значительное изменение коэффициента передачи напряжения при перестройке приемника

является основным недостатком схемы входной цепи с емкостной связью с антенной.

Иные результаты получаются при настройке контура с помощью переменной индуктивности, что, однако, из конструктивных соображений применяется сравнительно редко. В этом случае можно воспользоваться формулой $d_э = r_э \omega_0 C_{к.э}$, так как емкость $C_{к.э}$ остается теперь при настройке приемника неизменной. Величина $r_э$ определяется главным образом потерями в катушке резонансной частоты. Можно считать, что $r_э$ изменяется обратно пропорционально частоте в первой степени и потому затухание при перестройке остается примерно постоянным. Коэффициент p также остается постоянным, а значит, и коэффициент передачи напряжения при перестройке остается примерно неизменным.

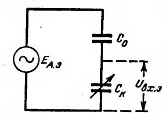


Рис. 10-15. Эквивалентная схема входных цепей при большой расстройке в сторону высших частот.

При выводе формулы (10-14), определяющей избирательность контура при больших расстройках, например по зеркальному каналу, мы не учитывали влияния на контур антенны. В большинстве случаев зеркальная частота выше рабочей частоты диапазона и сопротивление индуктивной ветви контура во много раз превышает сопротивление его емкостной ветви. Это позволяет пренебречь индуктивностью контура, а также входным сопротивлением следующего каскада и изобразить эквивалентную схему входной цепи для зеркальной частоты так, как это показано на рис. 10-15. Тогда

$$\frac{E_{A.з}}{U_{вх.з}} = \frac{\frac{1}{\omega_з C_0} + \frac{1}{\omega_з C_к}}{\frac{1}{\omega_з C_к}} = \frac{C_к + C_0}{C_0};$$

$$K_з = \frac{U_{вх.з}}{E_з} = \frac{C_0}{C_к + C_0};$$

$$Se = \frac{K_{вх.ц}}{K_з} = \frac{C_0}{r_э (C_к + C_0)^2 \omega_0} \cdot \frac{C_к + C_0}{C_0};$$

$$Se = \frac{1}{r_э (C_к + C_0)\, \omega_0}. \qquad (10\text{-}22)$$

Прн расчете входиых цепей с емкостиой связью с аитенной первоначально определяются параметры контура LC, расчет которых будет прнведен в конце главы. Затем задаются величииой $C_{св}$ (для коротких волн 5—10 *пф*, для средних воли 10—20 *пф*, для длинных волн 20—50 *пф*). В зависимостн от конструкцнн антенны определяют ее емкость $C_А$; еслн рассчитывается прнемннк, работающий от типовой любительской аитенны, велнчнна этой емкости может нзменяться от 150 до 300 *пф*; в среднем ее берут равной 200 *пф*. По справочннку для электровакуумных прнборов находят входную емкость первой лампы и к ней прнбавляют емкость моитажа (от 10 до 40 *пф*, причем прниимают велнчину емкостн тем большей, чем ииже рабочая частота).

После этого можио определить емкость эквивалентиого коитура:

$$C_{к.э} = C + C_{вх} + C_{сх} + C_0,$$

где

$$C_0 = \frac{C_А C_{св}}{C_А + C_{св}}.$$

Определнв по справочнику входиое сопротивленне первой лампы н учтя параллельно присоеднненное к нему сопротнвлеиие утечкн (еслн оно включено), находят сопротнвление потерь эквнвалеитиого контура:

$$r_э = r + \frac{25\cdot10^{11}}{f_0^2 C_{к.э}^2 R_{вх}},$$

где $r_э$ и r — в омах; f_0 — в килогерцах; $C_{к.э}$ — в пикофарадах н $R_{вх}$ — в килоомах.

Затем определяется затухание эквивалеитиого коитура по формуле

$$d_э = r_э 2\pi f_0 C_{к.э}$$

и находится коэффициеит $p = \frac{C_0}{C_{к.э}}$.

Теперь можно определнть коэффнцнент передачн иапряжения по формуле (10-21), избирательность по соседнему каналу (при расстройке 10 *кгц*) по формуле (10-13) и из-

бирательность по зеркальному каналу по формуле (10-22). Расчет коэффициента передачи напряжения производится минимально для трех точек диапазона (двух крайних частот и средней), а величины избирательности определяются для высшей частоты диапазона, так как в этом случае избирательность получается наихудшей.

10-6. СХЕМА ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗИ С АНТЕННОЙ

Одной из наиболее распространенных схем входных цепей является схема индуктивной связи с антенной, изображенная на рис. 10-16. На рис. 10-17 дана ее полная эквивалентная схема. Как видно из схемы, здесь имеется система двух связанных контуров, один из которых настраивается в резонанс на частоту принимаемых сигналов, а второй, в состав которого входит антенна, имеет постоянную резонансную частоту, которая может измениться лишь при смене антенны.

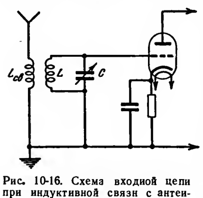
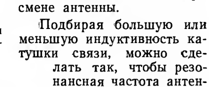
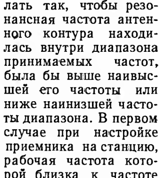


Рис. 10-16. Схема входной цепи при индуктивной связи с антенной.



Подбирая большую или меньшую индуктивность катушки связи, можно сделать так, чтобы резонансная частота антенного контура находилась внутри диапазона принимаемых частот, была бы выше наивысшей его частоты или ниже наинизшей частоты диапазона. В первом случае при настройке приемника на станцию, рабочая частота которой близка к частоте антенного контура, ток в этом контуре резко возрастет, что приведет к значительной неравномерности коэффициента передачи напряжения в диапазоне принимаемых частот.

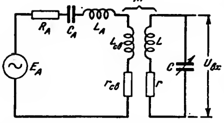


Рис. 10-17. Эквивалентная схема входной цепи при индуктивной связи с антенной.

Во втором случае сопротивление антенного контура носит емкостный характер, и с увеличением рабочей частоты ток в нем, определяемый формулой $I_A = E_A j\omega C_A$, растет пропорционально частоте. Электродвижущая сила, возникающая в контуре LC, пропорциональна току антенного контура I_A и частоте ω $E_M = I_A j\omega M$.

Таким образом, с ростом рабочей частоты э. д. с. в контуре LC, а следовательно, и коэффициент передачи напряжения пропорциональны квадрату частоты, что не дает никакого преимущества по сравнению со схемой емкостной связи с антенной. В третьем случае антенный контур имеет сопротивление индуктивного характера, ток в нем обратно пропорционален рабочей частоте, а потому э. д. с. в контуре LC не должна зависеть от рабочей частоты (на самом деле с понижением рабочей частоты э. д. с. в контуре LC и коэффициент передачи напряжения несколько увеличиваются за счет приближения к резонансной частоте антенного контура). На рис. 10-18 показан график зависимости коэффициента передачи напряжения от частоты диапазона для всех трех случаев. Как видно из графика, в третьем случае коэффициент передачи напряжения менее всего изменяется с изменением рабочей частоты. Поэтому входные цепи при индуктивной связи с антенной почти всегда выполняются так, чтобы резонансная частота антенного контура была ниже наинизшей частоты диапазона.

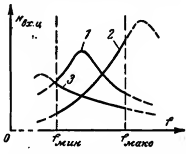


Рис. 10-18. Зависимость $K_{вх.ц}$ от частоты для трех случаев настройки цепи антенны.

Определим, чему равен коэффициент передачи напряжения для этой схемы входных цепей.

Ток в антенном контуре равен:

$$I_A = \frac{E_A}{\sqrt{(R_A + r_{св})^2 + [\omega(L_A + L_{св}) - 1/\omega C_A]^2}}.$$

Обозначим $L_A + L_{св} = L'_A$. Так как цепь антенны значительно расстроена относительно частоты принимаемого сигнала, то активным сопротивлением можно пренебречь

по сравнению с реактивным сопротивлением этой цепи. Тогда

$$I_A = \frac{E_A}{\omega L'_A - 1/\omega C_A} = \frac{E_A}{\omega L'_A (1 - 1/\omega^2 C_A L'_A)} =$$

$$= \frac{E_A}{\omega L'_A (1 - \omega_A^2/\omega^2)} = \frac{E_A}{\omega L'_A (1 - f_A^2/f^2)},$$

где $f_A = \frac{1}{2\pi \sqrt{L'_A C_A}}$ является резонансной частотой антенного контура.

Электродвижущая сила, создаваемая в контуре LC, равна:

$$E_M = I_A \omega M = \frac{E_A \omega M}{\omega L'_A} \cdot \frac{1}{1 - f_A^2/f^2}.$$

Контур LC настроен в резонанс на рабочую частоту, и потому напряжение $U_{вх}$, создаваемое на конденсаторе контура, равно:

$$U_{вх} = \frac{E_м}{d_э}.$$

где $d_э$ — эквивалентное затухание контура, учитывающее как сопротивление, вносимое в контур цепью антенны, так и сопротивление, вносимое первой лампой приемника и ее цепями. Отсюда

$$U_{вх} = \frac{E_м}{d_э} = \frac{E_A M}{L'_A} \cdot \frac{1}{1 - f_A^2/f^2} \cdot \frac{1}{d_э},$$

а коэффициент передачи напряжения

$$K_{вх.ц} = \frac{U_{вх}}{E_A} = \frac{1}{d_э} \cdot \frac{M}{L'_A} \cdot \frac{1}{1 - f_A^2/f^2}.$$

Заменяя $M = K_{св} \sqrt{L_{св} L} \approx K_{св} \sqrt{L'_A L}$, получим:

$$K_{вх.ц} = \frac{K_{св}}{d_э} \sqrt{\frac{L}{L'_A}} \frac{1}{1 - f_A^2/f^2}. \quad (10\text{-}23)$$

Введя коэффициент

$$p = K_{св} \sqrt{\frac{L}{L'_А}} \frac{1}{1 - f_А^2/f^2}, \qquad (10\text{-}24)$$

окончательно получим формулу, аналогичную формуле (10-21), выведенной нами для схемы емкостной связи с антенной.

Избирательность входных цепей определяется резонансной кривой контура LC с учетом сопротивления $\Delta r'_А$, вносимого в него цепью антенны, и сопротивления $\Delta r_{вх}$, вносимого первой лампой приемника,

$$d_э = \frac{r_э}{\omega L},$$

где $r_э = r + \Delta r'_А + \Delta r_{вх}$.

Величина $\Delta r_{вх}$ определяется по выведенной уже нами формуле (10-20). Найдем сопротивление, вносимое цепью антенны.

Обозначим $R_А + r_{св} = r'_А$. Из теории связанных контуров известно, что общее сопротивление, вносимое из одного контура в другой, определяется по формуле

$$\Delta \bar{Z} = \frac{x_{св}^2}{z_1^2} r_1 - j \frac{x_{св}^2}{z_1^2} x_1.$$

Для нашего случая эту формулу можно переписать

$$\Delta \bar{Z} = \frac{\omega^2 M^2}{r'^2_А + (\omega L'_А - 1/\omega C_А)^2} r'_А -$$

$$- j \frac{\omega^2 M^2}{r'^2_А + (\omega L'_А - 1/\omega C_А)^2} (\omega L'_А - 1/\omega C_А) \approx$$

$$\approx \frac{\omega^2 M^2}{(\omega L'_А - 1/\omega C_А)^2} r'_А - j \frac{\omega^2 M^2}{(\omega L'_А - 1/\omega C_А)^2} (\omega L'_А - 1/\omega C_А) =$$

$$= \Delta r'_А - j \Delta x_А,$$

где

$$\Delta r'_А = \frac{\omega^2 M^2}{(\omega L'_А - 1/\omega C_А)^2} r'_А \quad \text{и} \quad \Delta x_А = \frac{\omega^2 M^2}{\omega L'_А - 1/\omega C_А}.$$

$$\frac{\omega M}{\omega L'_А - 1/\omega C_А} = \frac{\omega K_{св} \sqrt{L'_А L}}{\omega L'_А \left(1 - \frac{\omega_А^2}{\omega^2}\right)} =$$

$$= K_{св} \sqrt{\frac{L}{L'_А}} \frac{1}{1 - f_А^2/f^2} = p.$$

$$\Delta r'_А = p^2 r'_А; \; \Delta x_А = \omega M p.$$

Таким образом,

$$r_э = r + p^2 r'_А + \frac{1}{(\omega C_{к.э})^2 R_{вх}}. \qquad (10\text{-}25)$$

Как видно из этого вывода, цепь антенны вносит в контур не только активное, но и реактивное сопротивления, тем самым расстраивая его. Для того чтобы цепь антенны не вносила расстройки приемника больше допустимой величины, необходимо уменьшить связь антенны с приемником, иначе говоря, выбрать коэффициент связи между контурной катушкой и катушкой связи не более допустимой величины. Если считать, что относительная расстройка контура не должна превосходить половины затухания, т. е. $\frac{\Delta f}{f_0} \leqslant 0{,}5 d_э$, то коэффициент связи можно определить из следующей формулы:

$$K_{св} \leqslant \sqrt{\frac{2d_э (1 - x_{А макс}^2)(1 - x_{А мин}^2)}{x_{А макс}^2 - x_{А мин}^2}}. \qquad (10\text{-}26)$$

Здесь $x_{А макс} = \frac{f_{А макс}}{f_{мин}}$; $x_{А мин} = \frac{f_{А мин}}{f_{макс}}$, где $f_{А макс}$ и $f_{А мин}$ соответственно максимально и минимально возможные резонансные частоты антенного контура, зависящие от разбросов параметров антенны. При этом коэффициент связи нельзя брать больше конструктивно выполнимого (около 0,4 для катушек с однослойной намоткой и 0,6 при многослойной намотке).

Расчет входных цепей при индуктивной связи с антенной можно приводить в следующем порядке.

Первоначально определяют параметры контура LC, удовлетворяющие заданному диапазону частот. Затем оп-

ределяют максимально возможную частоту антенного контура $f_{\text{Амакс}}$ по формуле

$$f_{\text{Амакс}} = (0,4 \div 0,7) f_{\text{мин}}$$

(0,4 следует брать в диапазоне более коротких, а 0,7 — более длинных волн).

Из условия возможного разброса емкости антенны определяется $f_{\text{Амин}}$, после чего можно определить коэффициенты $x_{\text{Амакс}}$ и $x_{\text{Амин}}$.

Затем находят индуктивность $L'_{\text{А}}$ по формуле

$$L'_{\text{А}} = \frac{1}{\omega^2_{\text{Амакс}} C_{\text{Амин}}},$$

которую можно переписать в более удобном для расчета виде:

$$L'_{\text{А}} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2_{\text{Амакс}} C_{\text{Амин}}}; \qquad (10\text{-}27)$$

здесь f — в килогерцах; C — в пикофарадах; L — в микрогенри.

По формуле (10-26) находят величину коэффициента связи $K_{\text{св}}$.

По формуле (10-24) определяется величина коэффициента p для крайних и средней частот диапазона (частоту антенной цепи при этом следует брать минимальную, так как при этом получается наименьшее значение коэффициента передачи напряжения), и для этих же частот диапазона по формуле (10-25) находится величина эквивалентного сопротивления $r_{\text{э}}$, а затем и эквивалентного затухания контура $d_{\text{э}}$.

Теперь для трех частот по формуле (10-23) можно определить величину коэффициента передачи напряжения и построить график зависимости этого коэффициента от частоты.

Избирательность по соседнему каналу определяется по формуле (10-13).

При определении избирательности по зеркальному каналу можно считать, что связь на частоте, которая значительно превышает резонансную частоту контура, в основном определяется паразитной емкостью между катушками, а также емкостью монтажа $C_{\text{п}}$, которая бывает порядка

5—6 *пф*. Тогда, как это уже было выведено для случая емкостной связи с антенной, коэффициент передачи напряжения на зеркальной частоте определится по формуле

$$K_з = \frac{C_п}{C_к + C_п},$$

а избирательность по зеркальному каналу

$$Se_з = \frac{K_{вх.п}}{K_з} = \frac{p}{d_э} \cdot \frac{C_к + C_п}{C_п}. \qquad (10\text{-}28)$$

Пример расчета входной цепи при индуктивной связи с антенной

Пусть необходимо рассчитать входиую цепь при индуктнвиой связи с антенной при работе приемнка на средних волнах радиовещательного диапазона (от 520 до 1 600 *кгц*). Контур имеет индуктивность 160 *мкгн* н затухание 0,01; он зашунтнрован сопротивлением утечки первой лампы 0,5 *Мом*. Антенна имеет индуктивность 20 *мкгн*, сопротивление 25 *ом* и емкость, которая может изменяться от 150 до 300 *пф*.

Находим максимальную резонансную частоту антенной цепи:

$$f_{А\ макс} = 0{,}7 f_{мин} = 0{,}7 \cdot 520 = 365\ кгц.$$

При изменении емкости антенны в 2 раза, резонансная частота изменится в $\sqrt{2}$. Поэтому $f_{А\ мин} = \frac{365}{\sqrt{2}} \approx 257\ кгц.$

Находим коэффициенты:

$$x_{А\ макс} = \frac{f_{А\ макс}}{f_{мин}} = \frac{365}{520} = 0{,}7;$$

$$x_{А\ мин} = \frac{f_{А\ мин}}{f_{макс}} = \frac{257}{1\,600} = 0{,}16.$$

Определяем индуктивность антенной цепи:

$$L'_А = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{А\ макс}\, C_{А\ мин}} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{365^2 \cdot 150} = 1\,260\ мкгн,$$

откуда

$$L_{св} = L'_А - L_А = 1\,260 - 20 = 1\,240\ мкгн.$$

Находим величину коэффициента связи:

$$K_{св} \leqslant \sqrt{\frac{2d_э\,(1 - x^2_{А\ макс})(1 - x^2_{А\ мин})}{x^2_{А\ макс} - x^2_{А\ мин}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}01\,(1 - 0{,}7^2)(1 - 0{,}16^2)}{0{,}7^2 - 0{,}16}} = 0{,}147,$$

Берем $K_{св} = 0,14$.

Теперь находим коэффициент p для частот 1 600 *кгц*, 520 *кгц* и

$$f_{ср} = \frac{1\,600 + 520}{2} = 1\,060 \text{ кгц}:$$

$$p_1 = K_{св} \sqrt{\frac{L}{L'_A}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{f^2_{A\,мин}}{f^2_{макс}}} = 0,14 \sqrt{\frac{160}{1\,260}} \times$$

$$\times \frac{1}{1 - \frac{257^2}{1\,600^2}} = 0,0511;$$

$p_2 = 0,053;$

$p_3 = 0,0662.$

Определяем эквивалентное сопротивление контура. Для частоты 600 *кгц* сопротивление контурной катушки получается равным:

$$r = d2\pi fL = 0,01 \cdot 2\pi \cdot 1\,600 \cdot 10^3 \cdot 160 \cdot 10^{-6} = 16,1 \text{ ом};$$

сопротивление катушки связи (если задаться ее затуханием 0,01)

$$r_{св} = 0,01 \cdot 2\pi \cdot 1\,600 \cdot 10^3 \cdot 1\,240 \cdot 10^{-6} = 131 \text{ ом};$$

общее сопротивление антенной цепи

$$r'_A = R_A + r_{св} = 25 + 131 = 156 \text{ ом}$$

и сопротивление, вносимое цепью антенны в контур,

$$\Delta r'_A = p_1^2 \, r'_A = 0,0511^2 \cdot 131 = 0,4 \text{ ом}.$$

Сопротивление, вносимое в контур входом лампы, равно:

$$\Delta r_{вх} = \frac{(\omega L)^2}{R_{вх}} = \frac{(2\pi \cdot 1\,600 \cdot 10^3 \cdot 160 \cdot 10^{-6})^2}{0,5 \cdot 10^5} = 5,24 \text{ ом}.$$

Тогда эквивалентное сопротивление контура равно:

$$r_э = r + \Delta r'_A + \Delta r_{вх} = 16,1 + 0,4 + 5,24 = 21,74 \text{ ом},$$

а эквивалентное затухание

$$d_{э.1} = \frac{r_э}{\omega L} = \frac{21,74}{2\pi \cdot 1\,600 \cdot 10^3 \cdot 160 \cdot 10^{-6}} = 0,0130.$$

Подобный же расчет на частоте 1 060 *кгц* даст $r_{э2} = 13,3$ *ом*; $d_{э2} = 0,0124$, а на частоте 520 *кгц* — $r_{э3} = 6$ *ом*; $d_{э3} = 0,0115$.

Теперь можно определить коэффициент передачи напряжения для трех точек диапазона. На частоте 1 600 *кгц* он будет равен:

$$K_{вх.ц1} = \frac{p_1}{d_{э1}} = \frac{0,0511}{0,013} = 3,9,$$

иа частоте 1 060 *кгц*

$$K_{\text{вх.ц2}} = \frac{0{,}053}{0{,}0124} = 4{,}26$$

и на частоте 520 *кгц*

$$K_{\text{вх.ц3}} = \frac{0{,}0662}{0{,}0115} = 5{,}75$$

(график зависимости коэффициента передачн напряжеиия от частоты даи на рис. 10-19).

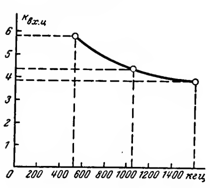


Рис. 10-19. График зависимости $K_{\text{вх.ц}}$ от частоты.

Рис. 10-20. Схема входиой цепи при иидуктивно-емкостной связи с аитеиной.

Определяем избирательность входной цепн по соседиему каналу (прн расстройке на 10 *кгц*) иа высшей частоте диапазона, где оиа наиболее иизкая,

$$Se = \sqrt{1+\xi^2} = \sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{d_э f_0}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{1+\left(\frac{2\cdot 10^4}{0{,}013\cdot 1\,600\cdot 10^3}\right)^2} = 1{,}38;$$

$$Se = 2{,}8\ \partial б.$$

Как видим, на этой частоте входиая цепь явно не обеспечивает удовлетворительную избирательность по соседнему каиалу.

Накоиец определяем избирательность по зеркальному каналу, задавшись паразитной емкостью 5 *пф*, а минимальиой емкостью коидеисатора и схемы 35 *пф*:

$$Se_з = \frac{p_1}{d_э}\cdot\frac{C_к + C_п}{C_п} = \frac{0{,}0511}{0{,}013}\cdot\frac{35+5}{5} = 31{,}5 \approx 30\ \partial б.$$

На этом расчет входной цепн можно снтать закончениым.

Наряду с разобранными выше схемами иногда применяются и более сложные схемы входных цепей.

Как уже отмечалось, при емкостной связи с антенной коэффициент передачи напряжения растет с увеличением рабочей частоты, а при индуктивной связи с антенной этот коэффициент с ростом частоты падает. Применяя схему индуктивно-емкостной связи с антенной, показанную на

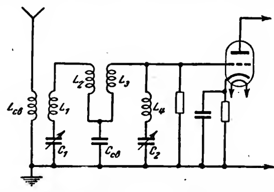


Рис. 10-21. Схема входных цепей с двухконтурным фильтром.

рис. 10-20, можно добиться того, что с изменением частоты коэффициент передачи напряжения почти не будет изменяться.

В некоторых случаях требуется во входных цепях получить такую высокую избирательность, какую не может обеспечить одиночный колебательный контур. В этом случае применяются системы из двух и более связанных контуров. Одна из таких схем изображена на рис. 10-21. Следует, однако, заметить, что применение сложных схем входных цепей в диапазонном приемнике значительно усложняет их регулировку.

10-7. СХЕМЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ФИДЕРА

Многие приемники специального назначения (коротковолновые приемники для магистральной радиосвязи, телевизионные и некоторые другие) часто предназначаются для работы на строго фиксированных частотах от специальных антенн, с которыми они соединяются фидерами. Присоединение антенны к фидеру осуществляется с помощью специального согласующего устройства, обеспечивающего

максимальную передачу энергии из антенны в фидер. Расстройка, вносимая во входные цепи фидером, может быть заранее учтена, и потому уменьшать связь фидера с входными цепями не имеет смысла; напротив, связь берется такой, при которой обеспечивается максимальная передача энергии из фидера в приемник, что, в частности, увеличивает отношение сигнала к шуму на входе приемника.

В случае, если фидер симметричен относительно земли, что часто делается при применении симметричных приемных антенн, применяется трансформаторная схема входных цепей, изображенная на рис. 10-22. Вход приемника относительно земли несимметричен, и чтобы за счет емкости между контурной катушкой и катушкой связи не вызывать асимметрию фидера, между катушками помещают заземленный электростатический экран, почти не влияющий на магнитную связь, но резко уменьшающий емкостную связь между катушками.

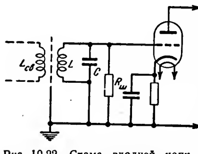


Рис. 10-22. Схема входной цепи при питании от симметричного фидера.

При питании входных цепей коаксиальным кабелем применяется автотрансформаторная связь фидера с входным контуром, как это показано на рис. 10-23. Если же входные цепи должны пропустить весьма широкую полосу частот, как это имеет место, например, в телевизионных приемниках, применяется апериодическая схема входных цепей, изображенная на рис. 10-24.

Проанализируем работу входной цепи, питаемой симметричным фидером. Ее эквивалентная схема изображена на рис. 10-25. Здесь через $\rho_ф$ обозначено волновое сопротивление фидера, а в сопротивлении r учтено входное сопротивление следующей лампы, а также и шунтирующее сопротивление $R_ш$, если последнее должно быть включено.

Ток в первом контуре равен:

$$I_1 = \frac{E_А}{\sqrt{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}}.$$

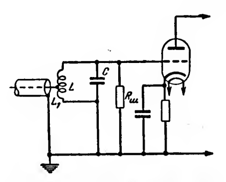


Рис. 10-23. Схема входной цепи при питании от коаксиального кабеля.

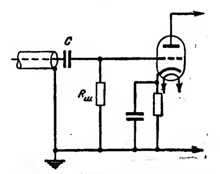


Рис. 10-24. Апериодическая схема входной цепи при питании от коаксиального кабеля.

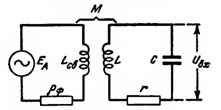


Рис. 10-25. Эквивалентная схема входной цепи при питании от фидера.

Этот ток наводит во втором контуре э. д. с. $E_М$:

$$E_М = \omega_0 M I_1 = \frac{\omega_0 M E_А}{\sqrt{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}}.$$

Ток во втором контуре, если его резонансная частота равна частоте принимаемого сигнала, равен:

$$I_2 = \frac{E_М}{r + r_{вн}} = \frac{E_М}{r + \frac{\omega_0^2 M^2}{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}\rho_ф} =$$

$$= \frac{\omega_0 M}{\sqrt{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}} \frac{E_А}{r + \frac{\omega_0^2 M^2}{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}\rho_ф},$$

где $r_{вн} = \frac{\omega_0^2 M^2}{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}\rho_ф$ — активное сопротивление, вносимое первым контуром во второй.

Ток I_2 создает на емкости C напряжение, поступающее на вход первой лампы, $U_{вх}$:

$$U_{вх} = I_2 \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{\omega_0 M}{\sqrt{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}} \cdot \frac{E_А \frac{1}{\omega_0 C}}{r + \frac{\omega_0^2 M^2}{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}\rho_ф}.$$

Отсюда коэффициент передачи напряжения равен:

$$K_{вх.ц} = \frac{U_{вх}}{E_А} = \frac{\omega_0 M}{\sqrt{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}} \cdot \frac{\frac{1}{\omega_0 C}}{r + \frac{\omega_0^2 M^2}{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}\rho_ф}. \tag{10-29}$$

Максимальная передача энергии на вход приемника получается при критической связи между контуром и фидером. В этом случае активное сопротивление, вносимое одним контуром в другой, равно его собственному активному сопротивлению. Таким образом,

$$\frac{\omega_0^2 M_{кр}^2}{r + \frac{\omega_0^2 M_{кр}^2}{\rho_ф^2 + \omega_0^2 L_{св}^2}}\rho_ф = r. \tag{10-30}$$

Отсюда

$$\frac{\frac{1}{\omega_0 C}}{r+\frac{\omega_0^2 M_{кр}^2}{\rho_ф^2+\omega_0^2 L_{св}^2}\rho_ф}=\frac{\frac{1}{\omega_0 C}}{r+r}=\frac{1}{2\omega_0 Cr}=\frac{1}{2d}=\frac{1}{d_э},$$

где d — затухание контура LC, а $d_э$ — эквивалентное затухание этого контура с учетом сопротивления, вносимого в него цепью фидера. Из формулы (11-30) видно, что

$$\frac{\omega_0 M_{кр}}{\sqrt{\rho_ф^2+\omega_0^2 L_{св}^2}}=\sqrt{\frac{r}{\rho_ф}}.$$

Отсюда резонансный коэффициент передачи напряжения при критической связи равен:

$$K_{вх.ц}=\frac{1}{d_э}\sqrt{\frac{r}{\rho_ф}}. \qquad (10\text{-}31)$$

Для установления в фидере режима бегущей волны, что соответствует полному поглощению приемником энергии, приходящей из фидера, необходимо, чтобы фидер был нагружен на сопротивление, равное его волновому сопротивлению. Это условие как раз выполняется при критической связи между контуром и фидером, так как активное сопротивление, вносимое контуром в цепь фидера, равно при критической связи собственному сопротивлению этой цепи, т. е. волновому сопротивлению фидера $\rho_ф$:

$$r'_{вн}=\frac{\omega_0^2 M_{кр}^2}{Z^2}r=\rho_ф. \qquad (10\text{-}32)$$

Здесь $\bar{Z}=r+jx=r+j\left(\omega_0 L-\frac{1}{\omega_0 C}\right)$ — полное сопротивление контура.

В этом случае реактивное сопротивление нагрузки фидера должно равняться нулю, т. е.

$$\omega_0 L_{св}+x'_{вн}=\omega_0 L_{св}-\frac{\omega_0^2 M_{кр}^2}{Z^2}x=0. \qquad (10\text{-}33)$$

Отсюда видно, что $x'_{вн}$ должно носить емкостный характер, для чего контур должен быть настроен на частоту, несколько более низкую, чем рабочая частота.

Из формулы (10-32) можно вывести значение критического коэффициента взаимоиндукции $M_{\text{кр}}$:

$$M_{\text{кр}} = \frac{Z}{\omega_0} \sqrt{\frac{\rho_\phi}{r}}, \qquad (10\text{-}34)$$

а из формулы (10-33) находим сопротивление катушки связи:

$$\omega_0 L_{\text{св}} = \frac{\omega_0^2 M_{\text{кр}}^2}{Z^2} x = \frac{\rho_\phi}{r} x. \qquad (10\text{-}35)$$

Выбирая $\omega_0 L_{\text{св}} = \rho_\phi$, получим $x = r$ и $z = \sqrt{r^2 + x^2} = \sqrt{2r^2} = r\sqrt{2}$.
Отсюда

$$L_{\text{св}} = \frac{\rho_\phi}{\omega_0} \qquad (10\text{-}36)$$

и

$$M_{\text{кр}} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{2r\rho_\phi}. \qquad (10\text{-}37)$$

Из последнего выражения легко определяется критический коэффициент связи:

$$K_{\text{св.кр}} = \frac{M_{\text{кр}}}{\sqrt{LL_{\text{св}}}} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{2r\rho_\phi} \frac{1}{\sqrt{L}} \sqrt{\frac{\omega_0}{\rho_\phi}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2r}{\omega_0 L}} = \sqrt{2d} = \sqrt{d_э}. \qquad (10\text{-}38)$$

Полосу пропускания входных цепей можно, как и обычно, определить из формулы

$$\Pi_{0,7} = d_э f_0.$$

Работа входных цепей, собранных по схеме рис. 10-23, ничем по существу не отличается от работы разобранной трансформаторной схемы. Критическая связь в этом случае достигается при соблюдении условия

$$L_1 = L \sqrt{\frac{\rho_\phi}{r}}, \qquad (10\text{-}39)$$

где L — индуктивность всей контурной катушки, а L_1 — индуктивность той части контурной катушки, которая включена в фидер.

При расчете схемы прежде всего определяют параметры контура. Очень часто, особенно в диапазоне сверхвысоких частот, собственное затухание контура не обеспечивает необходимую полосу частот; тогда контур следует шунтировать сопротивлением (при этом необходимо учитывать входное сопротивление лампы, которое с повышением частоты падает и в диапазоне сверхвысоких частот может быть весьма низким).

Затем для схемы рис. 10-22 по формулам (10-36)—(10-38) определяют величины $L_{св}$, $M_{кр}$ и $K_{св.кр}$, необходимые для конструктивного расчета, а для схемы рис. 10-23 по формуле (10-39) находят величину L_1.

После этого по формуле (10-31) определяется коэффициент передачи напряжения.

При применении апериодической схемы входных цепей, изображенной на рис. 10-24, величину сопротивления R следует взять равной волновому сопротивлению фидера.

Пример расчета входных цепей, питаемых симметричным фидером

Рассчитаем входную цепь приемника, работающего на фиксированной частоте 25 *Мгц*, при питании от симметричного фидера с волновым сопротивлением 200 *ом*. Первой лампой приемника работает высокочастотный пентод 6Ж1П, имеющий на частоте 25 *Мгц* входное сопротивление 112 *ком*. Полоса пропускания входных цепей должна быть равна 2 *Мгц*. Контур имеет параметры: $L=2$ *мкгн* и $C=20$ *пф* (с учетом паразитных емкостей).

Находим требуемое эквивалентное затухание контура:

$$d_э = \frac{\Pi_{0.7}}{f_0} = \frac{2}{25} = 0{,}08.$$

Затухание контура без учета влияния цепи фидера при критической связи должно быть вдвое меньше, т. е. $d = 0{,}04$.

Находим сопротивление контура, обеспечивающее это затухание

$$r = d\omega_0 L = 0{,}04\cdot 2\pi\cdot 25\cdot 10^6\cdot 2\cdot 10^{-6} = 12{,}56 \text{ ом}.$$

Естественно, что ни катушка индуктивности на 2 *мкгн*, ни соединительные провода таким большим сопротивлением не обладают; примерный подсчет этого сопротивления дает около 0,56 *ом*. Значит, 12 *ом* должен обеспечить шунт, и его сопротивление должно быть равно:

$$R'_ш = \frac{\omega_0^2 L^2}{r_ш} = \frac{4\pi^2\cdot 25^2\cdot 10^{12}\cdot 2^2\cdot 10^{-12}}{12} = 8\,300 \text{ ом}.$$

Контур уже зашунтирован входным сопротивлением лампы, равным 112 *ком*. Находим добавочное сопротивление шунта:

$$R_ш = \frac{R_{вх} R'_ш}{R_{вх} - R'_ш} = \frac{112\,000\cdot 8\,300}{112\,000 - 8\,300} = 9\,000 \text{ ом}.$$

Теперь находим индуктивиость катушки связи:

$$L_{\text{св}} = \frac{\rho_{\Phi}}{\omega_0} = \frac{200}{2\pi \cdot 25 \cdot 10^6} = 1{,}27 \cdot 10^{-6} = 1{,}27 \text{ мкгн}.$$

Критический коэффициент взаимоиндукции равеи:

$$M_{\text{кр}} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{2r\rho_{\Phi}} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \cdot 10^6} \sqrt{2 \cdot 12{,}56 \cdot 200} = 0{,}45 \cdot 10^{-6} = 0{,}45 \text{ мкгн},$$

а критический коэффициент связи

$$K_{\text{св.кр}} = \sqrt{d_э} = \sqrt{0{,}08} = 0{,}283.$$

Находим коэффициент передачи иапряжеиия:

$$K_{\text{вх.ц}} = \frac{1}{d_э} \sqrt{\frac{r}{\rho_{\Phi}}} = \frac{1}{0{,}08} \sqrt{\frac{12{,}56}{200}} = 3{,}1.$$

На этом расчет можио считать закоичеииым.

10-8. РАЗБИВКА ЗАДАННОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ НА ПОДДИАПАЗОНЫ

Большинство приемников должно иметь органы иастройки, с помощью которых приемник можно настроить на частоту той станции, которую в даний момеит следует принимать. Это можно сделать, изменяя индуктивность коитурной катушки или емкость коитуриого кондеисатора. Изменять индуктивность контурной катушки можио или выполняя ее в виде вариометра, или вводя в нее магнитодиэлектрический или металлический сердечник. Первый путь конструктивно неудобен, а при втором наряду с изменением индуктивности катушки меняется и ее добротность. Добротность катушки индуктивности обычно значительно ниже добротиости конденсатора, ввиду чего желательно сделать ее как можно больше и не изменять. Поэтому настройку приемника обычно производят с помощью конденсатора перемеиной емкости.

Наименьшая емкость переменного конденсатора редко бывает менее 8—10 *пф*, а иаибольшая емкость стандартиого перемениого конденсатора бывает от 50 до 750 *пф* в зависимости от того, в каком диапазоне частот будет работать приемиик. Для работы в диапазоне более длиниых воли выбирается переменный конденсатор большей емкости, так как это обеспечивает перестройку в большем интервале частот и упрощает конструкцию приемиика. В диапазоне более коротких волн применять переменные конденсаторы большой емкости нецелесообразно по двум

причинам: во-первых, на слишком высоких частотах при большой емкости конденсатора катушка должна иметь слишком малую индуктивность, что ведет к понижению добротности контура, а следовательно, к понижению усиления и ухудшению избирательности; к тому же значительное изменение емкости конденсатора при перестройке приемника ведет к значительному изменению усиления и избирательности, что нежелательно; во-вторых, перестройка в больших пределах на коротких волнах ведет к уплотнению настройки, что затрудняет точную настройку на частоту выбранной станции. В самом деле, если с помощью переменного конденсатора частота настройки может изменяться в 3 раза, то в диапазоне длинных волн частота будет изменяться, например, от 150 до 450 *кгц*, а в диапазоне коротких волн от 5 до 15 *Мгц*. Если, далее, рабочие частоты станций отличаются друг от друга на 20 *кгц*, то в первом случае при полном обороте конденсатора будет приниматься 15 станций и при 100-градусной шкале для перестройки с приема одной станции на другую потребуется пройти по шкале около 6,7°, а во втором случае будет приниматься 500 станций и при перестройке приемника с одной станции на другую потребуется пройти по шкале всего лишь 0,2°, что трудно выполнить даже при применении весьма совершенных верньерных устройств. По этим же причинам переменные конденсаторы с максимальной емкостью более 750 *пф* вообще не делаются; к тому же они имели бы слишком большие габариты.

Величина, показывающая отношение максимальной частоты заданного диапазона к минимальной, называется коэффициентом диапазона частот или, короче, коэффициентом диапазона $k_д$:

$$k_д = \frac{f_{макс}}{f_{мин}}. \qquad (10\text{-}40)$$

Так как частота обратно пропорциональна корню квадратному из емкости контура $\left(f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\right)$, то тот же коэффициент диапазона, выраженный через емкость контура, можно представить:

$$k_д = \sqrt{\frac{C_{макс}}{C_{мин}}}, \qquad (10\text{-}41)$$

где $C_{макс}$ — максимальная, а $C_{мин}$ — минимальная емкости контура.

Общая емкость колебательного контура складывается из емкости переменного конденсатора и емкости схемы. Последняя состоит из распределенной контурной катушки, входных и выходных емкостей, включенных параллельно контуру ламп, и емкости монтажа. Поэтому формулу (10-41) можно переписать в виде

$$k_{д} = \sqrt{\frac{C_{к.макс} + C_{сх}}{C_{к.мин} + C_{сх}}}. \quad (10\text{-}42)$$

Стандартные переменные конденсаторы с учетом емкости схемы, которая бывает порядка десятков пикофарад, имеют обычно изменение по емкости порядка 1,5—9, что дает значение $k_{д} = 1{,}2 \div 3$. В то же время приемники очень часто должны иметь значительно большие коэффициенты диапазонов. Например, даже наиболее простой радиовещательный приемник, не рассчитанный на прием в диапазоне коротких волн, должен перестраиваться от 150 до 1 600 *кгц* (с провалом от 420 до 520 *кгц*, где радиовещательные станции не работают); это дает коэффициент диапазона более 10. Таким образом, перестройку в заданном диапазоне частот с помощью только переменного конденсатора осуществить часто не представляется возможным. В этом случае весь заданный диапазон частот разбивают на отдельные поддиапазоны, в которых перестройка осуществляется одним и тем же переменным конденсатором, но при переходе с одного поддиапазона на другой к конденсатору с помощью переключателя подключают контурные катушки различной индуктивности.

Если не принимать специальных мер, то, конечно, коэффициенты поддиапазонов ($k_{пд}$) будут одинаковыми. При n поддиапазонах число их можно определить следующим образом:

$$k_{пд}^{n} = \frac{f_{макс}}{f_{мин}}; \quad (10\text{-}43)$$

$$n \lg k_{пд} = \lg f_{макс} - \lg f_{мин};$$

$$n = \frac{\lg f_{макс} - \lg f_{мин}}{\lg k_{пд}}. \quad (10\text{-}44)$$

Обычно n, определенное из этих формул, не является целым числом; поэтому во избежание провалов в заданном диапазоне число поддиапазонов определяют, выбирая бли-

жайшее большее целое число n'; при этом коэффициент поддиапазона должен быть несколько уменьшен. Последнее легко достигается подключением параллельно переменному конденсатору добавочного постоянного конденсатора. Новое значение коэффициента поддиапазона $k_{пд}$ определяется формулой

$$k'_{пд} = \sqrt[n']{\frac{f_{макс}}{f_{мин}}}. \qquad (10\text{-}45)$$

При такой разбивке заданного диапазона высшая частота первого поддиапазона будет точно совпадать с низшей частотой следующего поддиапазона и т. д. Разбивка диапазона на поддиапазон «впритык» имеет тот недостаток, что при каких-либо изменениях параметров контуров, происходящих, например, при смене ламп, ввиду разброса входных и выходных емкостей последних могут образоваться провалы между соседними поддиапазонами. Для устранения этого недостатка разбивку диапазона на поддиапазоны производят с «перекрытием», когда высшая частота первого поддиапазона несколько больше низшей частоты следующего. Для этого коэффициент поддиапазона увеличивают на 2—6%:

$$k''_{пд} = (1{,}02 \div 1{,}06)\, k'_{пд}. \qquad (10\text{-}46)$$

Выведем формулу, с помощью которой можно определить емкость добавочного конденсатора $C_{доб}$, необходимого для получения нужного коэффициента поддиапазона $k''_{пд}$ при выбранном переменном конденсаторе.

Обозначим сумму постоянно включенных в контур емкостей (емкость схемы и емкость добавочного конденсатора) через $C'_{сх}$:

$$C'_{сх} = C_{сх} + C_{доб}.$$

Тогда

$$k''_{пд} = \sqrt{\frac{C_{к.макс} + C'_{сх}}{C_{к.мин} + C'_{сх}}};$$

$$k''^{2}_{пд} = \frac{C_{к.макс} + C'_{сх}}{C_{к.мин} + C'_{сх}};$$

$$k''^2_{пд} C_{к.мин} + k''^2_{пд} C'_{сх} = C_{к.макс} + C'_{сх};$$

$$k''^2_{пд} C'_{сх} - C'_{сх} = C_{к.макс} - k''^2_{пд} C_{к.мин}.$$

Окончательно получим:

$$C'_{сх} = \frac{C_{к.макс} - k''^2_{пд} C_{к.мин}}{k''^2_{пд} - 1}$$

и

$$C_{доб} = \frac{C_{к.макс} - k''^2_{пд} C_{к.мин}}{k''^2_{пд} - 1} - C_{сх}. \qquad (10\text{-}47)$$

Обычно $C_{доб}$ выполняют в виде полупеременного конденсатора, иногда с дополнением постоянного конденсатора, так чтобы средняя емкость его соответствовала величине, полученной из формулы (10-47).

Как уже было сказано, для каждого поддиапазона к переменному конденсатору (вместе с $C_{доб}$) подключается катушка определенной индуктивности. Определим величину этой индуктивности.

Для каждого поддиапазона с крайними частотами $f'_{макс}$ и $f'_{мин}$ справедливы формулы

$$C_{к.макс} + C_{сх} + C_{доб} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{L f'^2_{мин}};$$

$$C_{к.мин} + C_{сх} + C_{доб} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{L f'^2_{макс}}.$$

Вычитая из первого равенства второе, получим:

$$C_{к.макс} - C_{к.мин} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{L} \left(\frac{1}{f'^2_{мин}} - \frac{1}{f'^2_{макс}} \right),$$

откуда окончательно

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{C_{к.макс} - C_{к.мин}} \cdot \frac{f'^2_{макс} - f'^2_{мин}}{f'^2_{макс}\ f'^2_{мин}}. \qquad (10\text{-}48)$$

В этой формуле индуктивность выражена в микрогенри, емкость в пикофарадах и частота в килогерцах.

Пример разбивки диапазона на поддиапазоны

Пусть необходимо рассчитать приемник с непрерывной перестройкой в диапазоне частот от 3 до 15 *Мгц* (длина волны от 100 до 20 *м*). Так как это диапазон коротких волн, то можно выбрать переменный конденсатор с максимальной емкостью 100 *пф* и минимальной емкостью 8 *пф*. Емкость схемы в таком приемнике может быть порядка 20—30 *пф*; задаемся $C_{\text{сх}} = 25$ *пф*. Тогда

$$k_{\text{пд}} = \sqrt{\frac{C_{\text{к.макс}} + C_{\text{сх}}}{C_{\text{к.мин}} + C_{\text{сх}}}} = \sqrt{\frac{100 + 25}{8 + 25}} = 1{,}95.$$

Находим число поддиапазонов:

$$k_{\text{пд}}^{n} = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}}; \quad 1{,}95^{n} = \frac{15 \cdot 10^{6}}{3 \cdot 10^{6}} = 5.$$

В этом случае $n = 2$ явно недостаточно и можно выбрать $n = 3$, так как $1{,}95^{3} = 7{,}4 > 5$.

При разбивке заданного диапазона на поддиапазоны „впритык" получим коэффициент поддиапазона:

$$k'_{\text{пд}} = \sqrt[n]{\frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}}} = \sqrt[3]{\frac{15 \cdot 10^{6}}{3 \cdot 10^{6}}} = 1{,}71.$$

Тогда весь диапазон был бы разбит на следующие поддиапазоны:

I поддиапазон

$$f'_{\text{мин}} = 3 \text{ Мгц}; \; f'_{\text{макс}} = k'_{\text{пд}} \, f'_{\text{мин}} = 1{,}71 \cdot 3 = 5{,}13 \text{ Мгц};$$

II поддиапазон

$$f''_{\text{мин}} = 5{,}13 \text{ Мгц}; \; f''_{\text{макс}} = k'_{\text{пд}} \, f''_{\text{мин}} = 1{,}71 \cdot 5{,}13 = 8{,}8 \text{ Мгц};$$

III поддиапазон

$$f'''_{\text{мин}} = 8{,}8 \text{ Мгц}; \; f'''_{\text{макс}} = k'_{\text{пд}} \, f'''_{\text{мин}} = 1{,}71 \cdot 8{,}8 = 15 \text{ Мгц}.$$

Однако, как уже было сказано, разбивка „впритык" непригодна, а потому увеличиваем коэффициент поддиапазона на 4%. Тогда $k''_{\text{пд}} = 1{,}04 \cdot 1{,}71 = 1{,}78$. При этом крайние частоты поддиапазонов изменятся на 2% и заданный диапазон будет разбит следующим образом:

I поддиапазон

$$f'_{\text{мин}} = 2{,}94 \text{ Мгц}; \; f'_{\text{макс}} = 5{,}23 \text{ Мгц};$$

II поддиапазон

$$f''_{\text{мин}} = 5{,}03 \text{ Мгц}; \; f''_{\text{макс}} = 8{,}98 \text{ Мгц};$$

III поддиапазон

$$f'''_{\text{мин}} = 8{,}62 \text{ Мгц}; \quad f'''_{\text{макс}} = 15{,}3 \text{ Мгц}.$$

Теперь можно определить емкость добавочного конденсатора:

$$C_{доб} = \frac{C_{к.макс} - k''^2_{пд} C_{к.мин}}{k''^2_{пд} - 1} - C_{сх} = \frac{100 - 1,78^2 \cdot 8}{1,78^2 - 1} - 25 = 8,9\ пф.$$

Следует выбрать полупеременный конденсатор с максимальной емкостью порядка 12—15 *пф*.

Определим индуктивность контурных катушек для всех трех поддиапазонов:

$$L_I = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C_{к.макс} - C_{к.мин}} \cdot \frac{f'^2_{макс} - f'^2_{мин}}{f'^2_{макс}\, f'^2_{мин}} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{100 - 8} \cdot \frac{5\,230^2 - 2\,940^2}{5\,230 \cdot 2\,940} = 22\ мкгн;$$

$$L_{II} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{100 - 8} \cdot \frac{8\,980^2 - 5\,030^2}{8\,980^2 \cdot 5\,030^2} = 7,4\ мкгн;$$

$$L_{III} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{100 - 8} \cdot \frac{15\,300^2 - 8\,620^2}{15\,300^2 \cdot 8\,620^2} = 2,5\ мкгн.$$

Схема входной цепи при индуктивной связи с антенной для этого случая имеет вид, изображенный на рис. 10-26.

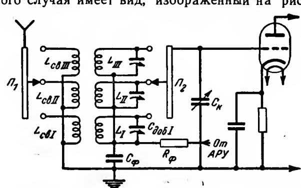


Рис. 10-26. Схема входных цепей на три поддиапазона при индуктивной связи с антенной.

Через сопротивление фильтра $R_ф$ на сетку лампы подается постоянное отрицательное смещение, во многих случаях от системы автоматического регулирования усиления (АРУ). Конденсатор фильтра $C_ф$, хотя и оказывается включенным в контур последовательно, имеет настолько

большую величиич емкости, что при расчете коитура его можно ие учитывать; его влияние легко можно компеисировать при регулировке приемника, измеияя емкость конденсатора $C_{доб}$. Расчет величины $R_ф$ и $C_ф$ дан

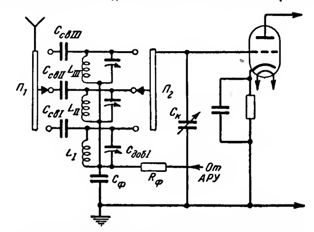


Рис. 10-27. Схема входных цепей на три поддиапазона при емкостной связи с антенной.

в гл. 16 при расчете системы АРУ. Переключатели поддиапазоиов $П_1$ и $П_2$, как правило, имеют общую ось и представляют собой едииую коиструкцию. Индуктивиости $L_{св}$ для каждого поддиапазоиа рассчитываются так, как это было разобрано раиее.

На рис. 10-27 приведена такая же схема входиых цепей при емкостиой связи с аитенной.

10-9. РАСТЯНУТЫЕ ПОДДИАПАЗОНЫ И ИХ РАСЧЕТ

Рассмотреииый способ разбивки задаииого диапазоиа частот иа поддиапазоны является иаиболее простым и позволяет осуществить его с миинмальиым количеством элемеитов, подключаемых к коитуру. Одиако этот способ, обеспечивая одииаковый коэффициеит перекрытия по частоте в каждом поддиапазоие, дает слишком неравиомерную плотиость иастройки. Как уже рассматривалось в первом параграфе этой главы, одинаковый коэффициеит поддиапазоиа дает иа коротких волиах значительио большую плотиость настройки (т. е. большее число частот на тот же угол поворота кондеисатора перемеиной емкости или рото-

ра катушки переменной индуктивности), чем на более длинных волнах. Это сказывается, например, в радиовещательных приемниках, где при коэффициенте поддиапазона, равном 3, в диапазоне длинных волн перестройка будет осуществляться от 150 до 450 *кгц*, что дает 300 *кгц* на всю шкалу, т. е. 3 *кгц* на 1° стоградусной шкалы, в диапазоне средних волн — от 500 до 1 500 *кгц*, что дает 1 000 *кгц* на всю шкалу, или 10 *кгц* на 1° шкалы, а в диапазоне коротких волн — от 5 до 15 *Мгц*, что дает на шкалу 10 *Мгц*, т. е. 100 *кгц* на 1° шкалы. Последнее дает настолько плотную настройку, что обычно бывает трудно перестроить приемник на частоту соседней радиостанции.

Указанного недостатка можно избежать, если коэффициент поддиапазона уменьшать при переходе на работу в поддиапазоны более высоких частот. При этом желательно, чтобы плотность настройки на всех поддиапазонах была одинакова. Для этого необходимо, чтобы в каждом поддиапазоне разность между высшей и низшей частотами была одинакова; например, при перестройке в диапазоне, указанном в разобранном выше примере, границы поддиапазонов (при перекрытии «впритык») были бы следующими:

I поддиапазон

$$f_{мин} = 3\ Мгц;\ f_{макс} = 5{,}13\ Мгц;$$

II поддиапазон

$$f_{мин} = 5{,}13\ Мгц;\ f_{макс} = 7{,}26\ Мгц;$$

III поддиапазон

$$f_{мин} = 7{,}26\ Мгц;\ f_{макс} = 9{,}39\ Мгц;$$

IV поддиапазон

$$f_{мин} = 9{,}39\ Мгц;\ f_{макс} = 11{,}52\ Мгц;$$

V поддиапазон

$$f_{мин} = 11{,}52\ Мгц;\ f_{макс} = 13{,}45\ Мгц;$$

VI поддиапазон

$$f_{мин} = 13{,}45\ Мгц;\ f_{макс} = 15{,}58\ Мгц.$$

Как видно из этого примера, во всех шести поддиапазонах изменение частоты происходит на 2,13 *Мгц*, что при 100-градусной шкале дает 21,3 *кгц* на 1° шкалы (при усло-

вии применения прямочастотного переменного конденсатора).

Недостатком такой разбивки является увеличение числа поддиапазонов (до шести вместо трех в нашем примере), а также более сложное включение контура; достоинство ее заключается в одинаковой плотности настройки на частоту заданной станции в любом поддиапазоне. Из приведенного примера видно, что коэффициент поддиапазона уменьшается с увеличением частоты границ поддиапазона, и если в первом поддиапазоне он максимально велик (1,71), то в последнем поддиапазоне он уменьшается до 1,15.

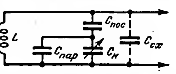


Рис. 10-28. Схема контура при применении метода „растянутых поддиапазонов".

Это означает, что в более коротковолновом поддиапазоне необходимо уменьшить коэффициент поддиапазона по емкости. Последнее можно достигнуть включением конденсаторов постоянной емкости как параллельно $C_{пар}$, так и последовательно $C_{пос}$ с конденсатором переменной емкости, как показано на рис. 10-28.

Наряду с рассмотренными способами разбивки диапазона частот на отдельные поддиапазоны бывают случаи, когда приемник должен работать в отдельных узких поддиапазонах, границы которых далеко отстоят друг от друга. Это имеет место, например, в радиовещательном приемнике при работе в диапазоне коротких волн. В сравнительно широком коротковолновом диапазоне радиовещательные станции занимают лишь узкие участки на волнах 62, 49, 40, 31 и 25 *м*, ширина каждого участка составляет около 0,5 *Мгц*, тогда как весь диапазон занимает около 8 *Мгц*. В приемнике, имеющем общий коротковолновый диапазон, настройка в участках работы радиовещательных станций весьма затруднительна из-за большой плотности, в то время как значительная часть диапазона не нужна.

В настоящее время известно два способа плавной настройки радиовещательного приемника в диапазоне коротких волн. Первый способ заключается в том, что применяется искусственная растяжка настройки на любой частоте диапазона. Для этого можно включить в контур добавочный конденсатор с малым изменением емкости; производя настройку с помощью обычного переменного конденсатора на участок шкалы, занимаемый вещательными

станциями, дальнейшую точную настройку на станцию производят с помощью добавочного конденсатора. Растяжку настройки в любой точке диапазона можно производить и другими способами, например изменяя ток подмагничивания сердечника контурной катушки. При этом будет изменяться магнитная проницаемость сердечника, а значит, и индуктивность контурной катушки.

В настоящее время нашел широкое применение второй способ, получивший название «растянутых поддиапазонов». Он заключается в том, что изменение емкости переменного конденсатора искусственно резко уменьшают включением параллельно и последовательно с ним постоянных конденсаторов, как это уже показано на рис. 10-28; при этом узкий участок, занимаемый радиовещательными станциями, «растягивается» на всю шкалу. Применение только параллельного или последовательного конденсатора нецелесообразно, так как в первом случае емкость контура настолько возрастет, что добротность его станет ничтожно малой, а во втором емкость контура будет настолько мала, что смена лампы или любое изменение режима работы приемника может внести в контур значительную расстройку.

Выведем формулы, с помощью которых можно рассчитать все элементы контура, работающего в растянутом поддиапазоне.

Емкость контура, как видно из рис. 10-28, изменяется от значения

$$C_{\text{макс}}=\frac{(C_{\text{пар}}+C_{\text{к.макс}})C_{\text{пос}}}{C_{\text{пар}}+C_{\text{к.макс}}+C_{\text{пос}}}$$

до значения

$$C_{\text{мин}}=\frac{(C_{\text{пар}}+C_{\text{к.мин}})C_{\text{пос}}}{C_{\text{пар}}+C_{\text{к.мин}}+C_{\text{пос}}}.$$

Вводя обозначения $\Delta C=C_{\text{макс}}-C_{\text{мин}}$; $C'_{\text{макс}}=C_{\text{макс}}-C_{\text{сх}}$; $C'_{\text{мин}}=C_{\text{мин}}-C_{\text{сх}}$; $C_{\text{к}}=C_{\text{к.макс}}-C_{\text{к.мин}}$, эти формулы можно переписать в виде

$$\frac{(C_{\text{пар}}+C_{\text{к.мин}}+C_{\text{к}})C_{\text{пос}}}{C_{\text{пар}}+C_{\text{к.мин}}+C_{\text{к}}+C_{\text{пос}}}=C'_{\text{макс}} \text{ и } \frac{(C_{\text{пар}}+C_{\text{мин}})C_{\text{пос}}}{C_{\text{пар}}+C_{\text{к.мин}}+C_{\text{пос}}}=C'_{\text{мин}}.$$

Отсюда

$$C_{\text{пар}}=\frac{C_{\text{к}}}{2}\left[\sqrt{1+\frac{4C'_{\text{макс}}C'_{\text{мин}}}{C_{\text{к}}(C'_{\text{макс}}-C'_{\text{мин}})}}-1\right]-C_{\text{к.мин}} \qquad (10\text{-}49)$$

и

$$C_{пос}=\frac{C'_{мин}(C_{пар}+C_{к.макс})}{C_{пар}+C_{к.мин}-C'_{к.мин}}. \qquad (10\text{-}50)$$

Порядок расчета может быть следующим. Задаемся минимальной емкостью контура $C_{мин}$ в пределах 40—60 *пф* (чтобы удовлетворить условие высокой добротности и стабильности частоты при смене ламп или режима работы). Емкостью схемы можно также задаться (обычно она бывает около 25 *пф*). Максимальная и минимальная частоты диапазона бывают заданы.

Находим индуктивность контурной катушки по формуле

$$L=\frac{25\,300}{f^2_{макс}C_{мин}}, \qquad (10\text{-}51)$$

где L — в микрогенри; $C_{мин}$ — в пикофарадах и $f_{макс}$ — в мегагерцах.

Теперь можно найти необходимое изменение емкости контура ΔC:

$$\Delta C=\frac{25\,300}{L}\left(\frac{1}{f^2_{мин}}-\frac{1}{f^2_{макс}}\right). \qquad (10\text{-}52)$$

Отсюда определится $C_{макс}=C_{мин}+\Delta C$. Затем находим $C'_{макс}=C_{макс}-C_{сх}$ и $C'_{мин}=C_{мин}-C_{сх}$, а из данных выбранного переменного конденсатора определяем $C_{к.мин}$ и $C_{к}=C_{к.макс}-C_{к.мин}$.

После этого по формулам (12-49) и (12-50) находятся величины емкости параллельного и последовательного конденсаторов.

Краткие выводы

Входные цепи характеризуются коэффициентом передачи напряжения и избирательностью, главным образом избирательностью по зеркальному каналу.

В случае, когда приемник должен работать в диапазоне волн, необходимо, чтобы коэффициент передачи напряжения по возможности не менялся при перестройке приемника. Наилучшие результаты дает в этом случае схема индуктивно-емкостной связи с антенной; применяющаяся наиболее часто схема индуктивной связи с антенной дает

некоторое повышение коэффициента передачи напряжения при понижении рабочей частоты в случае, когда цепь антенны настроена на частоту ниже наинизшей частоты диапазона. Схема емкостной связи с антенной дает резкое повышение коэффициента передачи напряжения при повышении частоты, и ее целесообразно применять лишь при работе в узком диапазоне частот, когда отношение высшей частоты к низшей лишь немного превышает единицу.

Так как большинство диапазонных приемников должно работать при применении различных антенн, связь цепи антенны с контуром входных цепей должна быть небольшой, обычно значительно меньше критической, чтобы смена антенны не вносила заметной расстройки входных цепей. Понижение коэффициента передачи напряжения, получающееся при уменьшении связи, легко может быть скомпенсировано повышением коэффициента усиления последующих каскадов.

У приемников коротких и особенно ультракоротких волн, работающих на фиксированной частоте, большое значение приобретает коэффициент передачи напряжения: чем он больше, тем больше отношение сигнала к шуму на сетке первой лампы приемника, что увеличивает реальную чувствительность приемника. Поэтому у этих приемников, питаемых фидером от специальных антенн, связь фидера с контуром входных цепей берется критической, что обеспечивает наибольшую величину коэффициента передачи напряжения и к тому же обеспечивает режим бегущей волны в фидере. В некоторых случаях связь фидера с контуром может быть взята даже больше критической.

Избирательность приемника определяется контуром входных цепей: чем меньше его затухание, тем выше избирательность. При этом необходимо учитывать сопротивления, вносимые в контур как цепью антенны, так и входом первой лампы приемника; поэтому избирательность контура входных цепей всегда ниже избирательности одиночного контура.

Настройка контуров приемника на рабочую частоту производится с помощью переменного конденсатора или катушки переменной индуктивности. Настройка с помощью переменного конденсатора применяется значительно чаще как из конструктивного удобства, так и потому, что добротность контура на всех частотах получается выше.

Часто одним переменным конденсатором невозможно осуществить перестройку во всем заданном диапазоне.

В этом случае диапазон частот разбивается на поддиапазоны; при переходе с одного поддиапазона на другой переключаются контурные катушки.

Разбивку диапазона на поддиапазоны можно осуществлять двумя способами. В первом случае в каждом поддиапазоне остается неизменным коэффициент поддиапазона, а во втором остается неизменной разность между максимальной и минимальной частотами. Первый способ наиболее прост и требует наименьшего числа деталей, число поддиапазонов получается минимальным, но зато плотность настройки разных поддиапазонов получается различной: более коротковолновые поддиапазоны имеют большую плотность настройки. При втором способе контур усложняется, число поддиапазонов возрастает, но плотность настройки во всех поддиапазонах получается неизменной.

Иногда требуется уменьшить плотность настройки на узком участке диапазона. В этом случае можно применить или растянутую настройку в любой точке диапазона, изменяя в небольших пределах емкость или индуктивность контура без помощи основного переменного конденсатора, или применить метод «растянутых поддиапазонов». В последнем случае настройка производится основным переменным конденсатором контура, но его изменение емкости резко уменьшается включением в контур параллельного и последовательного конденсаторов постоянной емкости.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Для каких целей служат входные цепи?

2. В чем заключается недостаток входных цепей с непосредственной связью с антенной и в каких случаях эту схему можно применять?

3. Как зависит коэффициент передачи напряжения входных цепей от рабочей частоты при емкостной связи с антенной и почему?

4. Почему при индуктивной связи с антенной цепь антенны не следует настраивать на частоту выше наивысшей частоты диапазона и в каком случае такая настройка цепи антенны допустима?

5. Почему при работе в диапазоне сверхвысоких частот связь входных цепей с антенной следует брать критической, а при работе на средних и длинных волнах эта связь берется значительно меньше?

6. Какую схему входных цепей целесообразнее всего применить в радиовещательном приемнике при работе в одном из растянутых коротковолновых диапазонов?

7. Начертите принципиальные схемы всех известных вам входных цепей и дайте их сравнительную оценку.

8. Какими способами можно изменять резонансную частоту колебательного контура?

9. Как связаны между собой коэффициенты диапазона (поддиапазона) по частоте и емкости?

10. Какие вы знаете способы разбивки заданного диапазона частот на поддиапазоны? Дайте их сравнительную характеристику.

11. Для каких целей применяется метод «растянутых поддиапазонов» и как он осуществляется?

ЗАДАЧИ

1. Рассчитать схему входной цепи при емкостной связи с антенной. Диапазон приемника от 4 до 12 *Мгц*, емкость переменного конденсатора от 12 до 540 *пф*. На входе приемника стоит лампа 6К4П. Определить избирательность по соседнему и по зеркальному каналам и построить график зависимости коэффициента передачи напряжения от частоты диапазона.

2. Рассчитать схему входной цепи приемника, питаемого от коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 *ом*. Приемник работает на фиксированной частоте 50 *Мгц*, полоса пропускания 3 *Мгц*, емкость контура (с учетом паразитных емкостей) 10 *пф*, индуктивность контура 1 *мкгн*. На входе приемника стоит высокочастотный пентод типа 6К1П, имеющий на частоте 50 *Мгц* входное сопротивление 64 *ком*.

3. Для примерного расчета схемы входных цепей с индуктивной связью с антенной, разобранного в этой главе, определить зависимость эквивалентного затухания от частоты заданного диапазона.

4. Рассчитать элементы колебательного контура, работающего в диапазоне от 5 до 25 *Мгц*, если в контуре применен переменный конденсатор, емкость которого изменяется от 10 до 150 *пф*. Емкость схемы равна 15 *пф*.

5. Рассчитать элементы колебательного контура для приема в растянутом поддиапазоне от 9,4 до 9,9 *Мгц* (31-метровый поддиапазон). Емкости переменного конденсатора и схемы такие же, как в четвертой задаче.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

11-1. НАЗНАЧЕНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ И ОБЛАСТЬ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Усилителями высокой частоты в радиоприемных устройствах, сокращенно УВЧ, называются усилители напряжения частоты принятых сигналов. В приемниках прямого усиления усилитель высокой частоты стоит между входной цепью и детектором, а в супергетеродинном приемнике— перед преобразователем частоты.

Принцип работы усилителя высокой частоты аналогичен принципу работы усилителя напряжения низкой частоты, уже разобранного нами. Однако усилитель напряжения низкой частоты должен по возможности одинаково усиливать напряжения всех частот, поступающих на него, а так

как коэффициент усиления зависит от сопротивления нагрузки, то последнее должно как можно меньше зависеть от частоты. Усилитель высокой частоты должен усиливать в сравнительно узкой полосе частот, близких к несущей частоте, и по возможности ослаблять напряжения всех других высоких частот, на которых могут работать другие станции. Поэтому величина сопротивления нагрузки должна определяться частотой принимаемых сигналов: она должна быть большой для напряжений частот, находящихся в полосе принимаемого сигнала, и возможно меньшей для всех других частот, т. е. нагрузка должна обладать избирательными свойствами. Это осуществляется применением в качестве нагрузки колебательного контура или системы колебательных контуров. В приемнике, рассчитанном на работу в диапазоне частот, применение сложных колебательных цепей в виде систем связанных контуров вызвало бы значительное усложнение при настройке или регулировке приемника; поэтому в УВЧ в качестве анодной нагрузки применяются, как правило, одиночные колебательные контуры. Так как избирательность этого усилителя определяется резонансными свойствами колебательного контура, то он иначе называется резонансным усилителем.

На работу каскадов высокой частоты большое влияние оказывают паразитные емкости, так как с повышением частоты их сопротивления падают. Особое значение имеет емкость $C_{a.c}$ между анодом и управляющей сеткой усилительной лампы, через которую осуществляется обратная связь анодной цепи со входом каскада (об этом подробнее см. ниже). Поэтому в УВЧ применяются высокочастотные пентоды, обладающие малым значением емкости $C_{a.c}$; исключение составляют каскады УВЧ приемников сверхвысоких частот, где многосеточные лампы, как правило, не применяются.

В приемниках прямого усиления каскады УВЧ являются единственными усилительными каскадами до детектора, и поэтому наряду со входной цепью они определяют как избирательность, так и чувствительность всего приемника. В супергетеродинном приемнике основное усиление до детектора производится в усилителе промежуточной частоты, и поэтому на чувствительность приемника и избирательность его по соседнему каналу каскады УВЧ влияют сравнительно слабо, особенно при работе в диапазоне коротких волн. Основным назначением усилителя высокой частоты

в данном случае является повышение избирательности по зеркальному каналу; если последняя обеспечивается входными цепями, то каскады УВЧ в приемнике могут отсутствовать. При работе в диапазоне дециметровых и метровых волн каскады УВЧ ставятся для повышения отношения сигнала к собственному шуму приемника, что будет подробнее рассмотрено в гл. 18.

Помимо приемников, усилители высокой частоты применяются во многих других приборах, где требуется усиление напряжения высокой частоты в сравнительно узкой полосе частот.

К усилителям высокой частоты предъявляется ряд требований, зависящих от назначения усилителей: максимальный коэффициент усиления на резонансной частоте, высокая избирательность, минимальные искажения принятого сигнала, минимальная величина собственных шумов (для приемников сверхвысоких частот), устойчивость работы (т. е. отсутствие самовозбуждения и постоянство качественных показателей усилителя в нормальных условиях эксплуатации), обеспечение возможности настройки на любую частоту заданного диапазона с изменением качественных показателей приемника в допустимых пределах, технологичность конструкции, определяющаяся, в частности, максимальным применением стандартных деталей и узлов, экономичность (особенно при питании от батарей), удобство управления, точность настройки на заданную частоту и стабильность настройки при изменении внешней температуры, давления и влажности, механическая и электрическая прочность, габариты, вес и стоимость.

11-2. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

В некоторых случаях требуется повысить напряжение принятого сигнала, не изменяя избирательности приемника. В этом случае целесообразно применить каскад УВЧ, собранный по апериодической схеме. В этом усилителе в качестве анодной нагрузки используется активное сопротивление. Принципиальная схема и работа апериодического усилителя ничем не отличаются от схемы и работы усилителя напряжения низкой частоты.

Как уже отмечалось, в большинстве случаев в качестве анодной нагрузки каскада УВЧ применяется колебательный контур; различные схемы УВЧ отличаются по методу включения в схему усилителя колебательного контура. На рис. 11-1,*а* показана простейшая схема УВЧ с непосред-

ственным включением контура в цепь анода. Назначение всех элементов схемы такое же, как и в усилителе напряжения низкой частоты, но вместо активного сопротивления анодной нагрузки включен колебательный контур LC, на-

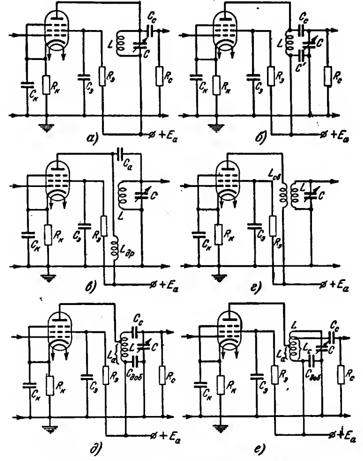


Рис. 11-1. Типовые схемы усилителя высокой частоты.

строенный на частоту принимаемого сигнала. В этой схеме переменный конденсатор находится под высоким анодным напряжением, что вызывает ряд неудобств. В частности, ради конструктивного удобства роторные пластины всех секций блока переменных конденсаторов укрепляются на

общей металлической оси и электрически соединены между собой. Кроме того, приближение руки оператора к переменному конденсатору может изменить настройку контура, и заземленные роторные пластины могут служить естественным экраном. Поэтому желательно роторные пластины конденсаторов блока заземлять.

На рис. 11-1,*б* показана схема, позволяющая заземлить роторные пластины конденсатора. Для этой цепи в контур введен конденсатор C'. Конденсатор $C_с$ также введен в цепь контура, чтобы случайное замыкание пластин переменного конденсатора не вызвало закорачивания источника анодного напряжения через контурную катушку. Включение дополнительных конденсаторов в контур уменьшает, однако, коэффициент поддиапазона.

На рис. 11-1, *в* показана схема УВЧ с параллельным питанием, также позволяющая заземлить роторные пластины переменного конденсатора. В этой схеме отпадает необходимость в применении разделительного конденсатора $C_с$ и сопротивления утечки $R_с$. Конденсатор $C_а$ предохраняет источник анодного питания от замыкания через контурную катушку, а дроссель $L_{др}$ не позволяет току высокой частоты замкнуться через емкость источника питания. Однако дроссель, присоединенный по высокой частоте параллельно контуру, снижает добротность последнего, что приводит к понижению как коэффициента усиления, так и избирательности каскада.

Во всех рассмотренных схемах контур полностью включен в цепь анода. Изменять величину связи цепи анода с контуром в этих схемах не представляется возможным, что приводит, как будет рассмотрено ниже, к снижению избирательности и уменьшению устойчивости работы усилителя. Для получения наивыгоднейшей величины связи контура с цепью анода применяется трансформаторная или автотрансформаторная схемы УВЧ. Трансформаторная схема УВЧ, изображенная на рис. 11-1,*г*, наиболее удобна в конструктивном отношении и находит широкое применение в приемниках длинных, средних и коротких волн. В диапазоне УКВ, где контурная катушка имеет обычно лишь несколько витков толстого неизолированного провода, находит применение автотрансформаторная схема УВЧ, показанная на рис.11-1,*д*. Так как в диапазоне УКВ резко снижается входное сопротивление ламп, то для уменьшения шунтирования контура входным сопротивлением

следующей лампы применяется автотрансформаторное включение контура и в цепь сетки следующей лампы, как показано на рис. 11-1,*е*.

11-3. РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ПОЛНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНТУРА В ЦЕПЬ АНОДА

На рис. 11-2,*а* приведена полная эквивалентная схема резонансного усилителя, изображенного на рис. 11-1,*а*. Учитывая, что емкость разделительного конденсатора C_c берется весьма большой, чтобы на ней не было падения

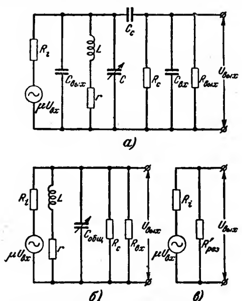


Рис. 11-2. Эквивалентные схемы резонансного усилителя с полным включением контура в цепь анода.

напряжения усиливаемого сигнала, сопротивлением этого конденсатора можно пренебречь, а емкости $C_{вых}$, C и $C_{вх}$, оказавшиеся включенными параллельно, можно заменить общей емкостью $C_{общ} = C + C_{вых} + C_{вх}$. Тогда эквивалентная схема примет вид, изображенный на рис. 11-2,*б*. На резонансной частоте контур имеет чисто активное сопротивление $R_{рез}$, а с учетом шунтирующего действия

сопротивлений $R_с$ и $R_{вх}$ — активное сопротивление $R'_{рез}$, где

$$\frac{1}{R'_{рез}}=\frac{1}{R_{рез}}+\frac{1}{R_с}+\frac{1}{R_{вх}}. \quad (11\text{-}1)$$

Тогда эквивалентная схема еще более упростится (рис. 11-2,*в*). К этой эквивалентной схеме можно свести и схемы, изображенные на рис. 11-1,*б* и *в*. В ней ток равен:

$$I=\frac{\mu U_{вх}}{R_i+R'_{рез}},$$

а выходное напряжение равно:

$$U_{вых}=IR'_{рез}=\frac{\mu U_{вх}\,R'_{рез}}{R_i+R'_{рез}}.$$

Отсюда коэффициент усиления каскада

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{\mu R'_{рез}}{R_i+R'_{рез}}=\mu\frac{p}{p+1}. \quad (11\text{-}2)$$

Здесь $R'_{рез}$ определяется формулой (11-1), а $p=\frac{R'_{рез}}{R_i}$ называется коэффициентом нагрузки.

В большинстве случаев в каскадах УВЧ применяются пентоды, имеющие высокое внутреннее сопротивление, значительно превосходящее резонансное сопротивление контура. Тогда

$$\frac{R'_{рез}}{R_i}\ll 1$$

и

$$K\approx\mu\frac{R'_{рез}}{R_i}=SR'_{рез}. \quad (11\text{-}3)$$

Таким образом, формула для определения коэффициента усиления каскада УВЧ, как и следовало ожидать, аналогична формуле для усилителя напряжения низкой частоты, так как $R'_{рез}$ здесь является сопротивлением анодной нагрузки.

Рассмотрим теперь избирательные свойства УВЧ с полным включением контура в цепь анода. Воспользовавшись

теоремой об эквивалентном генераторе (см. гл. 5), схему рис. 11-2,б можно изобразить так, как показано на рис. 11-3, и по формуле (10-20) пересчитать внутреннее сопротивление лампы в контур:

$$r_i = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_i}.$$

Если не учитывать шунтирующего влияния R_c и $R_{вх}$ (что в диапазонах средних и длинных волн вполне допустимо), то эквивалентное сопротивление контура станет равным:

$$r_э = r + r_i = r + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_i} = r\left(1 + \frac{\omega_0 L^2}{R_i r}\right) =$$

$$= r\left(1 + \frac{R_{рез}}{R_i}\right) = r(1+p),$$

откуда эквивалентное затухание контура

$$d_э = \frac{r_э}{\omega_0 L} = \frac{r}{\omega_0 L}(1+p) = d(1+p). \qquad (11\text{-}4)$$

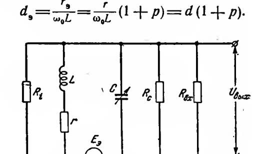


Рис. 11-3. Эквивалентная схема резонансного усилителя с генератором э. д. с. в цепи контура.

Таким образом, при включении контура в цепь анода его затухание возрастает в $1+p$ раз и во столько же раз возрастает полоса (на уровне 0,7 она станет равной: $\Pi'_{0,7} = d_э f_0 = d f_0 (1+p) = \Pi_{0,7}(1+p)$, где $\Pi_{0,7}$ — полоса одиночного контура).

Избирательность определится формулой

$$Se = \sqrt{1 + \xi_э^2},$$

где $\xi_э$ — обобщенная расстройка;

$$\xi_э = \frac{2\Delta f}{d_э f_0} = \frac{2\Delta f}{d f_0} \frac{1}{1+p} = \frac{\xi}{1+p}. \qquad (11\text{-}5)$$

Чем меньше коэффициент нагрузки p, тем выше избирательные свойства усилителя. Обычно считают, что затухание контура при включении в усилитель должно увеличиваться не более, чем на 25%, откуда

$$p \leqslant 0{,}25. \qquad (11\text{-}6)$$

Формула (11-6) является условием допустимости применения схемы с полным включением контура в цепь анода с точки зрения ее избирательных свойств.

Если необходимо учитывать шунтирующее действие на контур сопротивлений R_c и $R_{вх}$, то их тоже можно пересчитать в цепь контура. Тогда эквивалентное сопротивление контура определится формулой

$$r'_э = r + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_i} + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_c} + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_{вх}} =$$

$$= r\left(1 + \frac{R_{рез}}{R_i} + \frac{R_{рез}}{R_c} + \frac{R_{рез}}{R_{вх}}\right),$$

а эквивалентное затухание станет равным:

$$d'_э = d\left(1 + \frac{R_{рез}}{R_i} + \frac{R_{рез}}{R_c} + \frac{R_{рез}}{R_{вх}}\right),$$

т. е. оно возрастет на величину

$$\Delta d = d R_{рез}\left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{вх}}\right). \qquad (11\text{-}7)$$

Рассмотрим зависимость избирательных свойств усилителя и его коэффициента усиления от рабочей частоты диапазона. В первом приближении величину $d_э$ можно считать неизменной при перестройке приемника (об этом уже говорилось в гл. 10). Тогда из формулы (11-5) видно, что с увеличением резонансной частоты величина обобщенной расстройки падает, а следовательно, уменьшается и избирательность. Что касается зависимости от рабочей частоты коэффициента усиления, то она будет различной при различном способе настройки контура.

При настройке контура с помощью переменного конденсатора резонансное сопротивление контура можно определить по формуле

$$R_{рез}=\frac{\omega_0^2L^2}{r_э}=\frac{\omega_0 L}{d_э},$$

где величина L в пределах поддиапазона остается неизменной. Значит, резонансное сопротивление контура и коэффициент усиления каскада изменяются примерно прямо пропорционально рабочей частоте поддиапазона. При переходе на поддиапазон более коротких волн при прежней емко-

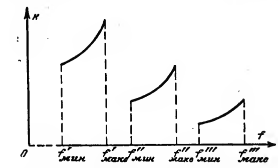


Рис. 11-4. Зависимость коэффициента усиления от частоты для трехдиапазонного резонансного усилителя.

сти конденсатора в начале поддиапазона индуктивность скачком уменьшается, а следовательно, скачком уменьшается и коэффициент усиления. Зависимость коэффициента усиления от частоты каскада УВЧ с настройкой с помощью переменного конденсатора для трех поддиапазонов показана на рис. 11-4.

Иные результаты получатся при настройке с помощью переменной индуктивности. В этом случае резонансное сопротивление лучше определить по формуле

$$R_{рез}=\frac{1}{d_э \omega_0 C},$$

так как в пределах поддиапазона неизменной остается величина емкости. Из формулы видно, что с повышением рабочей частоты резонансное сопротивление контура, а значит, и коэффициент усиления каскада УВЧ падают.

11-4. РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНТУРА В ЦЕПЬ АНОДА

На рис. 11-1,г изображена принципиальная, а на рис. 11-5 эквивалентная схемы каскада УВЧ с трансформаторным включением контура в цепь анода. В этой схеме входная емкость следующей лампы учтена в емкости конденсатора C, а пересчитанное в цепь контура сопротивление $R_{вх}$ учтено в сопротивлении r'. Определим величину коэффициента усиления каскада, выполненного по этой схеме.

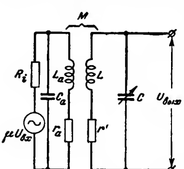


Рис. 11-5. Эквивалентная схема резонансного усилителя с трансформаторным включением контура в цепь анода.

Анодный ток лампы равен:

$$I_a = \frac{\mu U_{вх}}{R_i + Z_a} \approx \frac{\mu U_{вх}}{R_i} = SU_{вх},$$

так как обычно $R_i \gg |Z_a|$.

Этот ток создает в контуре LC напряжение

$$U = I_a Z_a = SZ_a U_{вх},$$

а последнее создает в катушке L_a ток

$$I'_a = \frac{U_a}{\omega L_a} = \frac{SZ_a U_{вх}}{\omega L_a}.$$

Электродвижущая сила, наводимая в контуре LC, равна:

$$E = I'_a \omega M = \frac{SZ_a M}{L_a} U_{вх}. \qquad (11\text{-}8)$$

В момент резонанса ток в контуре равен:

$$I = \frac{E}{r'} = \frac{SZ_a M}{r' L_a} U_{вх}, \qquad (11\text{-}9)$$

откуда выходное напряжение каскада

$$U_{вых} = I\omega_0 L = \frac{\omega_0 SZ_a ML}{r' L_a} U_{вх}, \qquad (11\text{-}10)$$

а коэффициент усиления

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{\omega_0 S Z_а M L}{r' L_а}. \qquad (11\text{-}11)$$

Сопротивление анодного контура на частоте ω_0 можно представить следующим образом:

$$Z_а=\frac{j\omega_0 L_а \frac{1}{j\omega_0 C_а}}{j\omega_0 L_а - j\frac{1}{\omega_0 C_а}}=\frac{1}{j}\cdot\frac{\frac{L_а}{C_а}}{\frac{1}{\omega_0 C_а}(\omega_0 C_а \omega_0 L_а - 1)}=$$

$$=\frac{1}{j}\,\frac{\omega_0 L_а}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_а}\right)^2-1}.$$

Подставив абсолютное значение выражения $Z_а$ в формулу для коэффициента усиления, получим:

$$K=\frac{\omega_0 S \omega_0 L_а M L}{r' L_а\left(\frac{\omega_0^2}{\omega_а^2}-1\right)}=\frac{\omega_0^2 L M S}{r'\left(\frac{\omega_0^2}{\omega_а^2}-1\right)}. \qquad (11\text{-}12)$$

Умножив числитель и знаменатель полученного выражения на L и введя фактор связи $m=\frac{M}{L}$, получим:

$$K=\frac{\omega_0^2 L^2 m S}{r'\left(\frac{\omega_0^2}{\omega_а^2}-1\right)}. \qquad (11\text{-}13)$$

Так как $\frac{\omega_0^2 L^2}{r'}=R_{рез}$, то окончательно

$$K=\frac{m S R_{рез}}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_а}\right)^2-1}. \qquad (11\text{-}14)$$

Определим избирательность каскада УВЧ с трансформаторным включением контура.

Цепь анода вносит в контур активное сопротивление:

$$\Delta r=\frac{\omega_0^2 M^2}{Z^2}R_i \approx \frac{\omega_0^2 M^2}{R_i^2}R_i=\frac{\omega_0^2 M^2}{R_i}. \qquad (11\text{-}15)$$

Отсюда полное сопротивление контура

$$r_э = r' + \Delta r = r' + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_i} = r'\left(1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{r' R_i}\right). \qquad (11\text{-}16)$$

Умножив числитель и знаменатель дроби на L^2, получим:

$$r_э = r'\left(1 + \frac{\omega_0^2 M^2 L^2}{r' R_i L^2}\right) = r'\left(1 + \frac{\omega_0^2 L^2 M^2}{r' R_i L^2}\right)$$

или

$$r_э = r'(1 + pm^2).$$

Следовательно, эквивалентное затухание контура определяется формулой

$$d_э = d(1 + m^2 p). \qquad (11\text{-}17)$$

Избирательность по-прежнему находится по формуле

$$Se = \sqrt{1 + \xi_э^2},$$

где

$$\xi_э = \frac{2\Delta f}{d_э f_0} = \frac{2\Delta f}{d f_0} \cdot \frac{1}{1 + m^2 p} = \frac{\xi}{1 + m^2 p}. \qquad (11\text{-}18)$$

Условие избирательности для данного каскада УВЧ может быть выражено формулой

$$m^2 p \leqslant 0{,}25. \qquad (11\text{-}19)$$

Как видно из этой формулы и формулы (11-6), затухание каскада с трансформаторным включением контура меньше, чем при полном включении контура, а следовательно, избирательность его выше. Это и понятно, так как раньше внутреннее сопротивление лампы было присоединено непосредственно к контуру, а теперь оно воздействует на контур через взаимоиндукцию катушек L и $L_а$; чем меньше связь этих катушек, тем меньше влияет R_i на сопротивление контура.

При переходе с одного поддиапазона на другой необходимо менять не только контурные катушки, но и катушки связи. Подбором фактора связи можно достигнуть того, что коэффициент усиления в начале каждого поддиапазона будет одинаковым. Внутри поддиапазона коэффициент усиления изменяется так же, как и в случае полного вклю-

чения контура в цепь анода. Резонансная частота контура в цепи анода $f_а$ обычно значительно выше высшей частоты поддиапазона и не влияет существенно на величину коэффициента усиления. Однако в случае, когда $f_а \leqslant (2 \div 3) f_{мин}$, увеличение коэффициента усиления с повышением рабочей частоты происходит не только за счет повышения добротности контура LC, но и благодаря приближению рабочей частоты к резонансной частоте анодного контура. При этом неравномерность зависимости коэффициента усиления от рабочей частоты резко возрастает. Так как повысить резонансную частоту анодного контура, образованного паразитными емкостями, обычно нельзя, то искусственно понижают эту частоту так, чтобы она стала ниже наинизшей частоты поддиапазона, для чего параллельно катушке связи включают конденсатор $C_а$, как это показано на рис. 11-6.

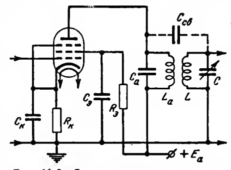


Рис. 11-6. Схема резонансного усилителя с расстроенным контуром в цепи анода.

Тогда с повышением рабочей частоты коэффициент усиления уменьшается, так как рабочая частота удаляется от резонансной частоты анодного контура.

Для выравнивания зависимости коэффициента усиления от рабочей частоты можно включить конденсатор малой емкости $C_{св}$, как это показано на рис. 11-6 пунктиром. За счет емкостной связи, сопротивление которой понижается с повышением частоты, коэффициент усиления при повышении рабочей частоты стремится увеличиться, а за счет удаления от резонансной частоты анодного контура — уменьшиться. Правильно подобрав значение емкости $C_{св}$ и направление витков катушки L и $L_а$, можно сделать так, что коэффициент усиления почти не будет зависеть от рабочей частоты.

Схема автотрансформаторного включения контура в цепь анода, изображенная на рис. 11-1,*д*, по принципу

работы ничем не отличается от схемы трансформаторного включения контура, только фактор связи здесь имеет новое значение:

$$m_{а}=\frac{M_{а}+L_{а}}{L}, \qquad (11\text{-}20)$$

где $L_{а}$ — индуктивность части контурной катушки, включенной в цепь анода, а $M_{а}$ — взаимоиндукция между ней и остальной частью катушки.

Если же контур автотрансформаторно включен и в цепь сетки следующей лампы, как это показано на рис. 11-1,*е*, то следует еще учитывать фактор связи

$$m_{с}=\frac{M_{с}+L_{с}}{L}. \qquad (11\text{-}21)$$

В этом случае коэффициент усиления каскада равен:

$$K=SR_{рез}\,m_{а}m_{с}, \qquad (11\text{-}22)$$

а эквивалентное сопротивление контура, учитывающее сопротивление, вносимое в контур сопротивлением утечки и входным сопротивлением следующей лампы, определяется из формулы

$$r_{э}=r\left(1+pm_{а}^{2}+\frac{R_{рез}}{R_{с}}m_{с}^{2}+\frac{R_{рез}}{R_{вх}}m_{с}^{2}\right). \qquad (11\text{-}23)$$

11-5. УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Рассматривая работу усилителя низкой частоты, мы уже разбирали причины, которые могут привести к самовозбуждению усилителя. К ним относятся: паразитная обратная связь за счет наличия емкостей и взаимоиндукции между деталями и монтажными проводами входных и выходных цепей усилителя, связь через общий источник анодного питания и связь через междуэлектродную емкость лампы $C_{а.с}$. В усилителе высокой частоты возможность возникновения самовозбуждения за счет этих причин более вероятна.

С первой причиной борются рациональным размещением узлов и деталей усилителя на шасси приемника и правильным монтажом, а также экранировкой наиболее

ответственных узлов, прежде всего контурных катушек, за счет взаимодействия которых с другими деталями и проводами наиболее возможно самовозбуждение усилителя. Со второй причиной борются применением развязывающих фильтров $R_ф C_ф$, как это показано на рис. 11-7. Сложнее обстоит дело с обратной связью через емкость $C_{а.с}$, которую нельзя как-либо уменьшить у данной лампы. Именно из-за самовозбуждения усилителей за счет емкости $C_{а.с}$ в свое время, в начале развития техники коротких волн, была изобретена схема супергетеродина с искусственным понижением рабочей частоты, схема нейтродинного приемника, теперь почти никогда не применяющегося, где действие емкости $C_{а.с}$ нейтрализовалось специальными конденсаторами, как это делается и сейчас в передатчиках, пока, наконец, не были изобретены тетрод и пентод, у которых емкость $C_{а.с}$ с помощью экранной сетки во много раз уменьшена. Однако и при применении пентодов неправильно рассчитанный и сконструированный усилитель может самовозбудиться.

Наиболее полно теорию устойчивой работы резонансных усилителей разработал В. И. Сифоров. в 1932 г. он впервые дал инженерный критерий устойчивости работы резонансных усилителей с любым числом каскадов.

Через емкость $C_{а.с}$ напряжение с выходного контура усилителя подается вновь на его вход. В зависимости от того, будет ли напряжение в фазе со входным или в противофазе, входное напряжение усилителя или уменьшится или увеличится. В первом случае говорят о положительной обратной связи, а во втором — об отрицательной. Если при положительной обратной связи энергия, поступающая через $C_{а.с}$ с выходного контура, полностью восполняет потери энергии во входном контуре, то колебания в нем станут незатухающими, т. е. усилитель самовозбудится.

Увеличение колебательного напряжения во входном контуре за счет положительной обратной связи можно рассматривать как уменьшение сопротивления потерь в контуре за счет добавления к нему отрицательного сопротивления. Таким образом, действие на входной контур L_1C_1 каскада усилителя, охваченного положительной обратной связью, можно заменить присоединением к этому контуру

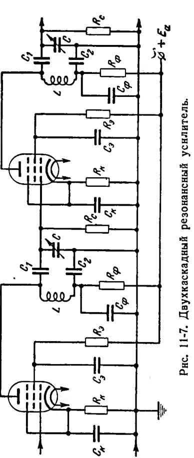


Рис. 11-7. Двухкаскадный резонансный усилитель.

отрицательного входного сопротивления $-R_{\text{вх}}$, как это показано на рис. 11-8. Чем больше абсолютная величина вносимого в контур отрицательного сопротивления, тем ближе каскад к состоянию самовозбуждения. Если отрицательное входное сопротивление по абсолютной величине станет равным резонансному сопротивлению контура $R_{\text{рез}}$, то возникнет самовозбуждение. Значит, условием отсутствия самовозбуждения является неравенство

$$|R_{\text{рез}}| < |R_{\text{вх}}|.$$

Действие обратной связи тем больше, чем больше проводимость паразитной емкости $\omega C_{\text{а.с}}$ и чем больше амплитуда колебаний напряжения в выходном контуре

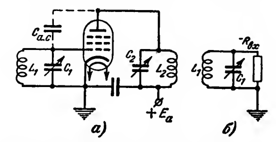


Рис. 11-8. Замена положительной обратной связи через емкость $C_{\text{а.с}}$ отрицательным входным сопротивлением.

по отношению к амплитуде колебаний во входном контуре, или, иначе говоря, чем больше коэффициент усиления каскада $K = SR_{\text{рез}}\,m$ и больше связь выходного контура с цепью анода, т. е. фактор связи m. Можно доказать, что входное сопротивление за счет емкости $C_{\text{а.с}}$ равно:

$$R_{\text{вх}} = \frac{2}{(\omega C_{\text{а.с}})(SR_{\text{рез}}m^2)m} = \frac{2}{\omega C_{\text{а.с}}\,SR_{\text{рез}}\,m^3}. \qquad (11\text{-}24)$$

Обычно контуры на входе и выходе усилителя делают одинаковыми, и их резонансные сопротивления равны. Тогда условие отсутствия самовозбуждения одиночного усилительного каскада можно переписать так:

$$|R_{\text{рез}}| < |R_{\text{вх}}| = \left|\frac{2}{\omega C_{\text{а.с}}\,SR_{\text{рез}}\,m^3}\right| \qquad (11\text{-}25)$$

или окончательно:

$$\omega C_{а.с} S R_{рез}^2 m^2 < 2. \qquad (11\text{-}26)$$

Если каскад собран по схеме с полным включением контура в цепь анода, то фактор связи m равен единице.

При увеличении числа каскадов усилителя склонность его к самовозбуждению увеличивается. Действительно, за счет действия положительной обратной связи в последнем каскаде уменьшаются потери в контуре предыдущего каскада, т. е. повышается его резонансное сопротивление, что повышает действие обратной связи в предыдущем каскаде, и т. д. Конечно, если какие-либо каскады будут иметь отрицательную обратную связь, то увеличение числа каскадов не ведет к повышению склонности усилителя к самовозбуждению. Однако следует рассчитывать на наихудший случай, когда все каскады охвачены положительной обратной связью. Так, для двухкаскадного усилителя в выражение (11-26) условия отсутствия самовозбуждения вместо 2 следует поставить 1, для трехкаскадного — 0,76.

При расчете усилителя следует выбирать элементы так, чтобы усилитель не только не самовозбудился, но был далек от состояния самовозбуждения, так как иначе его работа будет весьма неустойчивой: малейшее изменение его параметров, например $C_{а.с}$ или S при смене лампы, или изменение напряжения источника питания, может вызвать резкое изменение резонансного сопротивления его контура, а следовательно, коэффициента усиления и полосы пропускания. Для количественной оценки степени устойчивости резонансного усилителя В. И. Сифоровым был введен коэффициент устойчивости $k_у = \frac{R_{рез}}{R'_{рез}}$, где $R_{рез}$ — резонансное сопротивление контура без учета действия обратной связи, а $R'_{рез}$ — с учетом этого действия. Если обратная связь полностью отсутствует, то $k_у = 1$, а если усилитель находится на пороге самовозбуждения и $R'_{рез}$ приближается к бесконечности (что соответствует отсутствию в контуре сопротивления потерь), то $k_у = 0$. Обычно $k_у$ выбирается в пределах от 0,8 до 0,9.

Резонансное сопротивление контура с учетом положительной обратной связи складывается из параллельно соединенных $R_{рез}$ и $-R_{вх}$, т. е.

$$R'_{\text{рез}}=\frac{R_{\text{рез}}(-R_{\text{вх}})}{R_{\text{рез}}-R_{\text{вх}}}=\frac{R_{\text{рез}}\left(-\frac{2}{\omega C_{\text{а.с}}\, SR_{\text{рез}}m^2}\right)}{R_{\text{рез}}-\frac{2}{\omega C_{\text{а.с}}\, SR_{\text{рез}}m^2}}=$$

$$=\frac{-2R_{\text{рез}}}{\omega C_{\text{а.с}}\, SR^2_{\text{рез}}m^2-2}.$$

Отсюда

$$2-\omega C_{\text{а.с}}\, SR^2_{\text{рез}}m^2=2\cdot\frac{R_{\text{рез}}}{R'_{\text{рез}}}=2k_{\text{у}}$$

и окончательно

$$\omega C_{\text{а.с}}\, SR^2_{\text{рез}}m^2=2(1-k_{\text{у}}). \qquad (11\text{-}27)$$

Подставив значение $k_{\text{у}}=0{,}8\div0{,}9$, получим:

$$\omega C_{\text{а.с}}\, SR^2_{\text{рез}}m^2=0{,}2\div0{,}4. \qquad (11\text{-}28)$$

При увеличении числа каскадов правая часть равенства должна быть незначительно уменьшена, и при количестве каскадов, стремящихся к бесконечности, условие устойчивой работы усилителя имеет вид

$$\omega C_{\text{а.с}}\, SR^2_{\text{рез}}m^2\leqslant0{,}18\div0{,}32. \qquad (11\text{-}29)$$

Так как цифры в этой формуле лишь незначительно отличаются от предыдущих, то формула (11-29) считается расчетной для определения устойчивости работы резонансного усилителя с любым числом каскадов.

Как видно из этой формулы, устойчивость работы усилителя зависит от рабочей частоты, параметров лампы $C_{\text{а.с}}$, S и коэффициента усиления. При определенной частоте и определенной лампе коэффициент усиления каскада нельзя делать выше определенного значения, иначе работа каскада будет неустойчивой. Нетрудно определить наибольшее допустимое значение коэффициента усиления каскада. Умножив обе части равенства (11-29) на крутизну S, получим:

$$\omega C_{\text{а.с}}\, S^2R^2_{\text{рез}}m^2\leqslant(0{,}18\div0{,}32)\,S$$

или

$$\omega C_{\text{а.с}}\, K^2\leqslant(0{,}18\div0{,}32)\,S,$$

откуда, беря коэффициент 0,18, получим:

$$K\leqslant0{,}42\sqrt{\frac{S}{\omega C_{\text{а.с}}}}. \qquad (11\text{-}30)$$

Как нами уже выяснено, самовозбуждение может возникнуть лишь в том случае, если обратная связь положительна. Обратная связь будет положительной, если для частоты входного напряжения анодная нагрузка каскада имеет индуктивный характер. Это можно наглядно показать с помощью векторных диаграмм токов и напряжений в каскаде, охваченном обратной связью.

На рис. 11-9, *а* показана векторная диаграмма для случая, когда анодная нагрузка каскада имеет индуктивный характер. Напряжение в цепи анода $\mu\bar{U}_{вх}$ совпадает

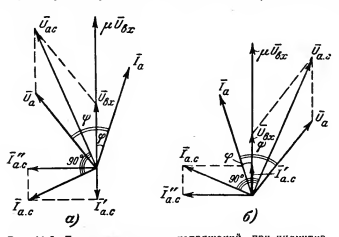


Рис. 11-9. Диаграммы токов и напряжений при индуктивном и емкостном характере нагрузки резонансного усилителя.

по фазе с вызвавшим ее напряжением $\bar{U}_{вх}$. Анодный ток $I_а$, вызванный этим напряжением, отстает по фазе от этого напряжения при активно-индуктивном характере анодной нагрузки на угол $\varphi = \frac{x}{R_i + r}$ (менее 90°), где x — реактивная, а r — активная составляющие сопротивления анодной нагрузки. Поэтому вектор тока $I_а$ находится в правом верхнем квадранте. Напряжение на анодной нагрузке $\bar{U}_а$ опережает ток на угол $\psi = \frac{x}{r}$, который, следовательно, больше угла φ, а потому вектор этого напряжения находится в левом верхнем квадранте. Напряжение между анодом и управляющей сеткой равно сумме напряжения, приложенного между сеткой и катодом,

и напряжения между анодом и катодом, т. е. сумме векторов $\overline{U}_{вх}$ и $\overline{U}_а$. Это напряжение $\overline{U}_{а.с}$ вызывает через емкость $C_{а.с}$ ток $\overline{I}_{а.с}$, опережающий его на 90° и потому находящийся в левом нижнем квадранте. Последний можно разложить на активную $\overline{I}'_{а.с}$ и реактивную $\overline{I}''_{а.с}$ составляющие, причем активная составляющая тока через емкость $C_{а.с}$ находится в противофазе (сдвиг 180°) с входным напряжением, а реактивная составляющая опережает входное напряжение на 90°.

В случае емкостного характера анодной нагрузки (как показано на рис. 11-9, *б*) анодный ток $\overline{I}_а$ опережает вызвавшее его напряжение на угол φ, а напряжение на анодной нагрузке отстает от него на угол ψ, и потому вектор его находится в правом верхнем квадранте, как и суммарное напряжение $\overline{U}_{а.с}$. Поэтому ток через емкость $C_{а.с}$ находится в левом верхнем квадранте, активная составляющая его $\overline{I}'_{а.с}$ совпадает по фазе с входным напряжением, а реактивная составляющая $\overline{I}''_{а.с}$ по-прежнему опережает его на 90°.

Если, наконец, характер анодной нагрузки чисто активный, то анодный ток $\overline{I}_а$, напряжение на анодной нагрузке $\overline{U}_а$ и напряжение $U_{а.с}$ на емкости $C_{а.с}$ совпадают по фазе, ток через емкость $C_{а.с}$ будет опережать эти напряжения на 90°, а активная составляющая этого тока станет равной нулю.

Реактивная составляющая тока $I_{а.с}$ указывает на емкостный характер сопротивления в цепи сетка — анод — анодная нагрузка—катод, что вполне естественно, так как преобладающее значение имеет сопротивление малой емкости $C_{а.с}$.

Что касается активной составляющей этого тока, то при емкостном характере анодной нагрузки она совпадает по фазе с входным напряжением и, значит, расходует энергию источника входного напряжения, а при индуктивном характере нагрузки находится в противофазе с входным напряжением. Последнее означает, что ток не только не расходует энергию источника входного напряжения, а, наоборот, восполняет ее. Следовательно, в первом случае потери на входе каскада увеличиваются, а во втором, напро-

тив, уменьшаются. Это показывает, что при емкостном характере анодной нагрузки обратная связь является отрицательной, а при индуктивном — положительной. Так как рактере анодной нагрузки обратная связь является отрицательной, а при индуктивном — положительной. Так как в случае, когда резонансная частота контура ниже частоты входного напряжения, контур имеет емкостное сопротивление, а в противоположном случае — индуктивное, то с точки зрения самовозбуждения опасность представляет случай, когда контур в анодной цепи усилителя настроен на частоту, более высокую, чем частота принимаемого сигнала. Поэтому настройка анодного контура на частоту, ниже наинизшей частоты поддиапазона, обеспечивает устойчивую работу усилителя.

11-6. ИСКАЖЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

В усилителях высокой частоты возможно возникновение как частотных, так и нелинейных искажений. Частотные искажения определяются резонансной характеристикой усилителя: чем шире полоса усиливаемых им частот, тем меньше величина частотных искажений. Нелинейные искажения, как и в усилителе низкой частоты, объясняются нелинейностью ламповой характеристики, но носят специфический характер. Если в усилителе низкой частоты за счет нелинейности ламповой характеристики возникают высшие гармоники, которые и искажают принятый сигнал, то в усилителе высокой частоты возникшие высшие гармоники сигнала фильтруются контуром в анодной цепи и в следующих каскадах не усиливаются. Однако если амплитуда несущей будет большая, а нелинейность ламповой характеристики будет ярко выражена, то это приведет к искажению формы огибающей кривой, как показано на рис . 11-10, и выделившееся после детектирования напряжение низкой частоты, повторяющее форму огибающей кривой, будет иметь нелинейные искажения. Что касается образовавшихся в результате искажения в каскаде УВЧ постоянной составляющей и составляющей низкой частоты, то они отфильтруются контуром анодной цепи.

Как уже сказано, для возникновения в усилителе высокой частоты нелинейных искажений необходимы большая амплитуда напряжения сигнала и значительная нелинейность ламповой характеристики. К сожалению, эти условия очень часто выполняются. Современные приемники имеют систему автоматической регулировки усилителя (сокращенно АРУ), которая в дальнейшем будет подробно нами рас-

смотрена. Принцип АРУ заключается в том, что при приеме сильного сигнала усиление приемника автоматически снижается, чем достигается большее постоянство выходного напряжения. Для получения изменения усиления в каскадах УВЧ ставятся пентоды с переменной крутизной. Возрастание напряжения сигнала приводит к увеличению смещения на управляющих сетках ламп, рабочая точка сдвигается по характеристике влево, где крутизна меньше, отчего уменьшается и коэффициент усиления. Значит, в кас-

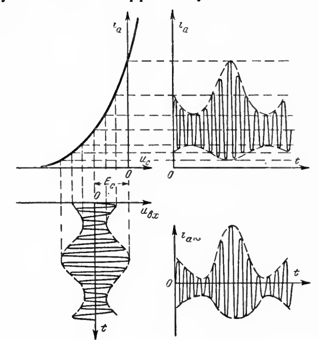


Рис. 11-10. Изменение анодного тока в усилителе высокой частоты при нелинейности анодно-сеточной характеристики.

каде УВЧ специально ставятся лампы с переменной крутизной, т. е. криволинейной характеристикой, и эта нелинейность заметно сказывается при усилении сигналов со значительной амплитудой.

Нелинейность ламповой характеристики вызывает и другие нежелательные явления. Если на управляющую сетку лампы, помимо напряжения усиливаемого сигнала, будет поступать другое переменное мешающее напряжение

со значительной амплитудой, то оно будет перемещать со своей частотой рабочую точку по характеристике. Если при этом характеристика лампы нелинейна, то крутизна в рабочей точке будет изменяться с частотой мешающей станции, а следовательно, будет изменяться и коэффициент усиления каскада. В результате принятый сигнал промодулируется помехой, и после детектирования получатся напряжения двух низких частот: принятого сигнала и частоты помехи. Обе низкие частоты будут одинаково усиливаться в каскадах УНЧ приемника. Если принимаемая станция прекратит работу, то, естественно, никакой модуляции в каскаде УВЧ, имеющем нелинейную ламповую характеристику, происходить не будет и прослушивание помехи прекратится.

В зависимости от источника помехи различают разные виды паразитной модуляции. Если каскадом с нелинейной ламповой характеристикой является первый каскад приемника, а избирательность входных цепей недостаточна, то модуляция может произойти за счет напряжения мощной радиостанции, работающей на частоте, близкой к рабочей частоте приемника. Это явление носит название перекрестной модуляции. Бороться с этим явлением можно повышением избирательности входных цепей или отказом от применения в первом каскаде приемника пентода с удлиненной характеристикой, а следовательно, и от включения первого каскада в систему АРУ. Если на сетку лампы с нелинейной характеристикой воздействует переменное напряжение источника питания приемника, то произойдет модуляция фоном переменного тока. Борьба с последним видом помехи сводится к улучшению фильтра переменного тока, стоящего после выпрямителя. Может, наконец, случиться, что продетектированное и усиленное напряжение низкой частоты попадет на сетку лампы УВЧ, имеющую нелинейную характеристику, и вновь промодулирует принятый сигнал. Такое явление носит название вторичной модуляции. В зависимости от фазовых соотношений глубина модуляции принятого сигнала за счет вторичной модуляции может либо уменьшиться, либо увеличиться; в последнем случае напряжение сигнала после детектора увеличится, возникнут искажения и возможно самовозбуждение приемника по низкой частоте.

11-7. ПОРЯДОК РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

При расчете усилителя высокой частоты должны быть

заданы или определены из предварительного расчета приемника: диапазон частот $f_{макс}$ и $f_{мин}$, допустимая величина частотных искажений $M_{доп}$ на высшей частоте $F_в$, минимальный коэффициент усиления $K_{задан}$, избирательность по зеркальному каналу $Se_з$, избирательность по промежуточной частоте $Se_{пр}$, величина промежуточной частоты $f_{пр}$ и напряжение источника анодного питания $U_{ист}$.

Расчет следует начинать с определения необходимого числа каскадов УВЧ по формуле

$$n = \frac{\lg K_{задан}}{\lg K_1},$$

где K_1 — коэффициент усиления одного каскада УВЧ, который обычно в зависимости от добротности контура и типа лампы может быть в пределах от 20 до 200. После этого следует произвести разбивку заданного диапазона частот на поддиапазоны, как это было показано в гл. 10.

Затем определяется необходимая эквивалентная добротность контуров, обеспечивающая величину частотных искажений на высшей частоте низкочастотного диапазона.

Так как

$$M^{n+1} = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{2F_в}{d_э f_{мин}}\right)^2}\right]^{n+1} \leqslant M_{доп},$$

то

$$d_э \geqslant \frac{2F_в}{f_{мин}\sqrt{\sqrt[\frac{n+1}{2}]{M_{доп}} - 1}}$$

(расчет следует вести на минимальной частоте поддиапазона, на которой частотные искажения наибольшие). Степень $n+1$ берется потому, что следует учитывать частотные искажения, создаваемые входной цепью, контур которой аналогичен контурам усилителя.

Расчет эквивалентной добротности контура необходим в диапазоне частот длинноволнового и средневолнового радиовещательного диапазонов; для частот более коротковолнового диапазона он излишен, так как эквивалентное затухание практически получается больше, чем максимально допустимое. Обычно эквивалентное затухание контура бывает не менее 0,01, и если полученное при расчете значение $d_э$ менее этой величины, то следует брать конструктивно выполнимое значение затухания. Если же эквивалентное

затухание контура получается слишком малым, то контур необходимо зашунтировать сопротивлением.

После определения эквивалентного затухания контура и его параметров L, $C_{\text{макс}}$ и $C_{\text{мин}}$ следует рассчитать его резонансное сопротивление на высшей и низшей частотах каждого поддиапазона:

$$R_{\text{рез.макс}} = 2\pi f_{\text{макс}} \frac{L}{d_э};$$

$$R_{\text{рез.мин}} = 2\pi f_{\text{мин}} \frac{L}{d_э}.$$

Затем выбирается тип ламп и режим их работы, после чего по формулам

$$m_1 \leqslant \sqrt{\frac{0{,}42}{2\pi f_{\text{макс}} C_{\text{а.с}} S} \frac{1}{R_{\text{рез}}}} \text{ и } m_2 \leqslant \sqrt{\frac{0{,}25}{p}}$$

определяется значение величины фактора связи m. Величина m берется меньшая из значений m_1 и m_2, чтобы были одновременно выполнены условия как избирательности, так и устойчивой работы усилителя. Если $m \geqslant 1$, следует выбрать схему с полным включением контура в цепь анода и в дальнейшем расчете принимать $m = 1$. При $m < 1$ необходимо остановиться на трансформаторном или автотрансформаторном включении контура. При выборе трансформаторной схемы следует определить индуктивность анодной катушки $L_а$ по формуле

$$L_а = \left(\frac{m}{K_{\text{св}}}\right)^2 L,$$

де $K_{\text{св}}$ из конструктивных соображений берется от 0,4 до 0,6. Если же выбрана автотрансформаторная схема (что целесообразно делать в диапазоне УКВ или в случае, если усилитель работает на фиксированной частоте), то по формуле $n_а = mn$ определяют число витков контурной катушки, включенной в цепь анода (здесь через n обозначено полное число витков контурной катушки).

В случае выбора часто применяемой трансформаторной схемы следует определить резонансную частоту анодного контура по формуле

$$f_а = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{L_а C'_а},$$

где $f_а$ — в килогерцах, $L_а$ — в микрогенри и $C'_а$ — в пикофарадах. Величина $C'_а$ определяется как сумма выходной емкости лампы, емкости монтажа и междувитковой емкости анодной катушки; обычно она равна 25—30 *пф*. Если $f_а < 2f_{макс}$, то следует перейти к схеме с расстроенным контуром в цепи анода и параллельно катушке $L_а$ включить конденсатор $C_а$, емкость которого определяется по формуле

$$C_а = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{мин} L_а} - C'_а .$$

После этого можно найти коэффициент усиления УВЧ на высшей и низшей частотах поддиапазона по формулам

$$K_{макс} = \left[\frac{S R_{рез.макс} m}{\left(\frac{f_{макс}}{f_а}\right)^2 - 1} \right]^n \text{ и } K_{мин} = \left[\frac{S R_{рез.мин} m}{\left(\frac{f_{мин}}{f_а}\right)^2 - 1} \right]^n .$$

Для супергетеродинного приемника необходимо определить избирательность по зеркальному каналу и на промежуточной частоте по формуле

$$Se\,(\partial б) = 20n \lg \left(\frac{1 - x^2}{d_э x} \right) ,$$

где при определении Se по зеркальному каналу $x = \frac{f_{макс}}{f_з} = \frac{f_{макс}}{f_{макс} + 2f_{пр}}$, а при определении Se на промежуточной частоте $x = \frac{f}{f_{пр}}$ и f является частотой поддиапазона, наиболее близкой к промежуточной частоте.

Для приемника прямого усиления необходимо определить избирательность по соседнему каналу по формуле

$$Se\,(\partial б) = 10n \lg \left[1 + \left(\frac{2 \Delta f}{d_э f_{макс}} \right)^2 \right] ,$$

где Δf — расстройка, при которой определяется избирательность (в радиовещательных приемниках она берется равной 10 *кгц*).

Полученные значения коэффициента усиления и избирательности должны быть не ниже заданных.

В конце расчета следует определить значения элементов схемы усилителя: сопротивления автоматического смещения $R_к$ (если оно применено), гасящего сопротивления в цепи экранной сетки $R_э$, сопротивления фильтра в цепи анода $R_ф$ и емкости шунтирующих конденсаторов $C_к$, $C_э$ и $C_ф$.

Сопротивление автоматического смещения находится по формуле

$$R_к = \frac{E_{c1}}{I_{a0} + I_э},$$

а рассеиваемая мощность на нем

$$P_к = (I_{a0} + I_э)^2 R_к.$$

Гасящее сопротивление в цепи экранной сетки находится по формуле

$$R_э = \frac{U_и - E_э}{I_э},$$

а мощность, рассеиваемая на нем,

$$P_э = I_э^2 R_э,$$

где величины E_a, $E_э$, E_{c1}, I_{a0} и $I_э$ берутся из справочника по электровакуумным приборам из типового режима выбранной лампы, а $U_и$ — напряжение источника анодного питания.

Величину сопротивления фильтра можно найти по формуле

$$R_ф = \frac{U_и - E_a}{I_{a0}},$$

а рассеиваемую на нем мощность

$$P_ф = I_{a0}^2 R_ф.$$

Емкость шунтирующих конденсаторов определяют из формулы

$$C \geqslant \frac{5 \div 10}{2\pi f_{мин} R},$$

так как их сопротивления для токов высокой частоты по крайней мере в 5—10 раз должны быть меньше величины шунтируемых ими сопротивлений.

Все полученные значения C и R должны быть уточнены в соответствии с существующим ГОСТ на сопротивления и конденсаторы.

ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Пусть необходимо рассчитать усилитель высокой частоты радиовещательного приемника по следующим данным: диапазон частот от $f_{мин} = 150$ *кгц* до $f_{макс} = 415$ *кгц*; коэффициент усиления не менее $K = 80$; избирательность по зеркальному каналу $Se_з \geqslant 20$ *дб*; избирательность на промежуточной частоте $Se_{пр} \geqslant 5$ *дб*; промежуточная частота $f_{пр} = 465$ *кгц*; коэффициент частотных искажений при высшей звуковой частоте $F_в = 3$ *кгц*; $M_в \leqslant 1{,}15$; напряжение источника питания $U_н = 300$ *в*. При расчете контура была определена его индуктивность $L = 2$ *мгн*.

Расчет можно проводить в следующем порядке.

Определяем число каскадов n. Так как один каскад УВЧ, собранный на пентоде с большой крутизной, вполне может обеспечить заданный коэффициент усиления, берем $n = 1$.

Находим затухание контура исходя из допустимых частотных искажений:

$$d_э \geqslant \frac{2F_в}{f_{мин}\sqrt[n+1]{\sqrt[2]{M_в} - 1}} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^3}{150 \cdot 10^3 \sqrt[1+1]{\sqrt[2]{1{,}15} - 1}} = 0{,}1.$$

Реальные контуры имеют обычно меньшее значение затухания, и потому контур необходимо будет зашунтировать сопротивлением.

Находим резонансные сопротивления контура:

$$R_{рез.макс} = 2\pi f_{макс}\frac{L}{d_э} = 2\pi \cdot 415 \cdot 10^3 \cdot \frac{2 \cdot 10^{-3}}{0{,}1} = 52 \cdot 10^3 \text{ ом};$$

$$R_{рез.мин} = 2\pi f_{мин}\frac{L}{d_э} = 2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot \frac{2 \cdot 10^{-3}}{0{,}1} = 19 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Считая, что в приемнике будет применена система АРУ, выбираем высокочастотный пентод с удлиненной характеристикой, имеющий высокую крутизну. Можно взять пентод пальчиковой серии 6К4П, имеющий следующие данные в типовом режиме:

$$E_а = 250 \text{ в};\ E_э = 100 \text{ в};\ -E_с = 2 \text{ в};\ I_{а0} = 11 \text{ ма};\ I_э = 4{,}2 \text{ ма};$$

$$S = 4{,}4 \text{ ма/в};\ R_i = 1{,}5 \text{ Мом};\ C_{а.с} = 0{,}0035 \text{ пф}.$$

Исходя из условий устойчивости и избирательности, выбираем схему усилителя. Для этого определяем

$$m_1 \leqslant \sqrt{\frac{0{,}32}{2\pi f_{макс} C_{а.с} S}\,\frac{1}{R_{рез.макс}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{0{,}32}{2\pi \cdot 415 \cdot 10^3 \cdot 0{,}0035 \cdot 10^{-12} \cdot 4{,}4 \cdot 10^{-3}}\,\frac{1}{52 \cdot 10^3}} = 2{,}84;$$

$$m_2 \leqslant \sqrt{\frac{0,25}{p}}; \; p = \frac{R_{\text{рез.макс}}}{R_i} = \frac{52 \cdot 10^3}{1,5 \cdot 10^6} = 0,0346;$$

$$m_2 \leqslant \sqrt{\frac{0,25}{0,0346}} = 2,7.$$

Так как оба значения фактора связи получились больше единицы берем $m = 1$, т. е. останавливаемся на схеме с полным включением контура в цепь анода. Находим коэффициент усиления каскада:

$$K_{\text{макс}} = (SR_{\text{рез.макс}})^n = (4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 52 \cdot 10^3) = 252;$$

$$K_{\text{мин}} = (SR_{\text{рез.мин}})^n = (4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 19 \cdot 10^3)^1 = 83,5.$$

Оцениваем избирательности по зеркальному каналу:

$$Se_з = 20n \lg \left(\frac{1 - x^2}{d_з x}\right); \; x = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{макс}} + 2f_{\text{пр}}} = \frac{415}{415 + 2 \cdot 465} = 0,31;$$

$$Se_з = 20 \cdot 1 \lg \left(\frac{1 - 0,31^2}{0,1 \cdot 0,31}\right) = 29,2 \; \partial б$$

и избирательность по промежуточной частоте:

$$x = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{пр}}} = \frac{415}{465} = 0,89; \; Se_{\text{пр}} = 20 \cdot 1 \lg \left(\frac{1 - 0,89^2}{0,1 - 0,89}\right) = 6,9 \; \partial б.$$

Как видим, и коэффициент усиления и величины избирательностей удовлетворяют заданию.

Находим величину сопротивления автоматического смещения:

$$R_к = \frac{E_{c1}}{I_{a0} + I_э} = \frac{2}{11 \cdot 10^{-3} + 4,2 \cdot 10^{-3}} = 174 \; ом;$$

$$P_к = (I_{a0} + I_э)^2 R_к = (11 + 4,2)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 174 = 0,04 \; вт.$$

Находим величину гасящего сопротивлечия в цепи экраниой сетки:

$$R_э = \frac{U_н - E_э}{I_э} = \frac{300 - 100}{4,2 \cdot 10^{-3}} = 47\,500 \; ом;$$

$$P_э = I_э^2 R_э = 4,2^2 \cdot 10^{-6} \cdot 47\,500 = 0,835 \; вт.$$

Находим величину сопротивления развязывающего фильтра в цепи анода:

$$R_ф = \frac{U_н - E_a}{I_{a0}} = \frac{300 - 250}{11 \cdot 10^{-3}} = 4\,540 \; ом;$$

$$P_ф = I_{a0}^2 R_ф = 11^2 \cdot 10^{-6} \cdot 4\,540 = 0,55 \; вт.$$

Находим величины шунтирующих емкостей:

$$C \geqslant \frac{5 \div 10}{2\pi\omega_{мин}R}\, C \geqslant \frac{5 \cdot 10^{12}}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^{3} R} = \frac{5{,}3 \cdot 10^{6}}{R};$$

$$C_к \geqslant \frac{5{,}3 \cdot 10^{6}}{R_к} = \frac{5{,}3 \cdot 10^{6}}{175} = 30 \cdot 10^{3}\ пф$$

(рабочее напряжение более 2 *в*);

$$C_э \geqslant \frac{5{,}3 \cdot 10^{6}}{R_э} = \frac{5{,}3 \cdot 10^{6}}{47\,500} = 112\ пф$$

(рабочее напряжение более 100 *в*);

$$C_ф \geqslant \frac{5{,}3 \cdot 10^{6}}{R_ф} = \frac{5{,}3 \cdot 10^{6}}{4\,540} = 1\,170\ пф$$

(рабочее напряжение более 250 *в*).

После конструктивного расчета контура находят величину затухания. Если оно окажется значительно меньше $d_э$, то необходимо найти шунтирующее сопротивление. В схеме с полным включением контура необходимо иметь разделительный конденсатор и сопротивление утечки; последнее и является сопротивлением, шунтирующим контур. Если, например, контур имеет затухание $d = 0{,}03$, то в нашем примере сопротивление утечки можно определить следующим образом.

Так как затухание контура должно быть увеличено в $\frac{d_э}{d} = \frac{0{,}1}{0{,}03} = 3{,}3$ раза, то во столько же раз следует увеличить сопротивление потерь в контуре. Собственное сопротивление потерь в контуре

$$r = d 2\pi f_{мин} L = 0{,}03 \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^{3} \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 56{,}5\ ом.$$

Значит, сопротивление, вносимое в контур сопротивлением утечки, равно:

$$r_с = 3{,}3\, r - r = r\,(3{,}3 - 1) = 2{,}3 \cdot 56{,}5 = 130\ ом,$$

откуда сопротивление утечки

$$R_с = \frac{(2\pi f_{мин}\, L)^2}{r_с} = \frac{(2\pi \cdot 150 \cdot 10^{3} \cdot 2 \cdot 10^{-3})^2}{130} = 27\,400\ ом.$$

Емкость разделительного конденсатора $C_с$ можно взять равной 300 — 500 *пф*.

11-8. ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ В УСИЛИТЕЛЯХ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Замена электронных ламп полупроводниковыми триодами позволяет сделать усилитель высокой частоты, как и приемник в целом, более экономичным по расходованию

энергии источников питания, более компактным, механически более прочным и, что особенно важно, с бо́льшим сроком службы.

Следует, однако, помнить, что на высоких частотах начинает сказываться зависимость параметров триода от частоты. Коэффициент усиления по току α на высоких частотах падает. Частотные свойства полупроводникового триода характеризуются предельной частотой $f_{\text{пр}}$, при которой коэффициент усиления по току падает до 0,7 своей нормальной величины на низких частотах; поэтому выбирать

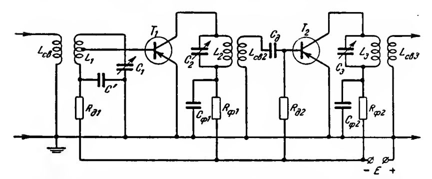


Рис. 11-11. Резонансный усилитель высокой частоты по схеме с заземленным эмиттером.

тип триода следует так, чтобы его предельная частота была выше наивысшей частоты усиливаемого диапазона.

При использовании точечных триодов наиболее устойчивое усиление получается с помощью схемы с заземленным основанием. В других схемах точечные триоды склонны к самовозбуждению из-за наличия обратной связи через сопротивление основания.

При применении плоскостных триодов обычно применяется схема с заземленными эмиттерами.

На рис. 11-11 приведена схема резонансного усилителя с плоскостными триодами, включенными по схеме с заземленным эмиттером. Связь между отдельными каскадами схемы может применяться или трансформаторная, или автотрансформаторная. Такие виды связи позволяют согласовать выходное сопротивление предыдущего каскада с входным сопротивлением последующего каскада.

В данной схеме связь между каскадами выбрана трансформаторная. Антенна с первым контуром L_1 и C_1 свя-

зана индуктивно, а контур L_1 C_1 в свою очередь со входом триода T_1 связан по автотрансформаторной схеме для согласования сопротивления контура с входным сопротивлением триода T_1.

К цепи коллектора триода T_1 включен колебательный контур L_2 C_2, сопротивление которого может быть одного порядка с выходным сопротивлением триода T_1. Для согласования анодной нагрузки триода T_1 с входным сопротивлением триода T_2 применяется трансформаторная связь. Энергия в. ч. принятого сигнала с помощью катушки $L_{св}$ подается в цепь основания и эмиттера триода T_2. Сопротивление $R_ф$ и емкости $C_ф$ выполняют роль развязывающих фильтров для борьбы с самовозбуждением в многокаскадных усилителях. Сопротивления $R_{д1}$ выполняют роль делителей напряжения.

Краткие выводы

Усилители высокой частоты предназначаются для усиления в относительно узкой полосе радиочастот, и поэтому нагрузкой усилительного каскада является колебательный контур; избирательные свойства усилителя определяются избирательными свойствами эквивалентного контура.

Усилитель высокой частоты в приемниках, предназначенных для работы в диапазоне длинных, средних и коротких волн, применяется главным образом для обеспечения нужной избирательности по зеркальному каналу, а в ультракоротковолновых приемниках — для повышения отношения уровня принятого сигнала к уровню собственных шумов. В приемниках прямого усиления каскады УВЧ являются единственными усилительными каскадами до детектора и определяют собой чувствительность приемника. В некоторых приемниках каскады УВЧ могут отсутствовать.

Могут применяться как полное, так и неполное включение контура в цепь анода лампы, а также в цепь сетки лампы следующего каскада; в последнем случае применяется трансформаторная или автотрансформаторная связь. При неполном включении контура шунтирующее действие выхода лампы и входа лампы следующего каскада уменьшается, отчего повышаются избирательные свойства, а также устойчивость работы усилителя. Коэффициент усиления при этом обычно понижается (исключение составляют приемники сверхвысоких частот, где весьма низкое входное

сопротивление ламп следующего каскада при полном включении контура настолько сильно шунтирует контур, что коэффициент усиления каскада снижается).

Избирательность и коэффициент усиления не остаются постоянными в пределах поддиапазона. Избирательность при повышении рабочей частоты падает. Изменение коэффициента усиления в пределах поддиапазона зависит от выбранного типа настройки. При настройке с помощью переменного конденсатора коэффициент усиления при повышении рабочей частоты возрастает.

В усилителях высокой частоты применяются пентоды высокой частоты, имеющие весьма малую емкость $C_{а.с}$ и значительную крутизну S. Однако в приемниках дециметрового диапазона применение в каскадах УВЧ пентодов исключено из-за их высокого уровня собственных шумов, и в таких приемниках применяются триоды специальной конструкции. В приемниках сантиметрового диапазона в настоящее время обычные ламповые каскады УВЧ не применяются. В УВЧ могут быть с успехом применены и полупроводниковые триоды, имеющие высокую предельную частоту.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Для каких целей применяются усилители высокой частоты?
2. Какие лампы применяются в УВЧ приемников различных диапазонов волн?
3. Какие требования предъявляются к УВЧ?
4. Дайте сравнительную характеристику различных схем УВЧ.
5. Как определяется коэффициент усиления каскада УВЧ?
6. Почему в трансформаторной схеме УВЧ не применяется оптимальная связь анодной цепи с контуром?
7. В каком случае применяется схема УВЧ с расстроенным контуром?
8. Чем определяется устойчивость работы резонансного усилителя?
9. Почему при емкостном характере анодной нагрузки самовозбуждение резонансного усилителя невозможно?
10. Какие искажения возможны в усилителе высокой частоты?
11. Как изменяются основные параметры УВЧ с изменением рабочей частоты?
12. Начертите схему УВЧ на полупроводниковых триодах и объясните, как она работает.

ЗАДАЧИ

1. Определить, можно ли получить устойчивый коэффициент усиления, равный 100, с помощью резонансного усилителя с лампой 6Ж1П ($S=5{,}2$ *ма/в*; $C_{а.с}=0{,}02$ *пф*) при рабочих частотах 200 *кгц* и 2 *Мгц*.
2. Пользуясь данными примера расчета УВЧ, приведенного в этой главе, определить, нужно ли шунтировать контур УВЧ сопротивлением при работе в диапазоне средних волн ($f_{мин}=520$ *кгц* и $f_{макс}=1\,600$ *кгц*).

3. Рассчитать усилитель высокой частоты по следующим данным:

$$f_{мин} = 4\ Мгц;\ f_{макс} = 12\ Мгц;\ K \geqslant 200;$$

$$Se_з \geqslant 15\ дб;\ Se_{пр} \geqslant 12\ дб;$$

$$f_{пр} = 465\ кгц;\ F_в = 3\ кгц;$$

$$M_в \leqslant 1{,}12;\ U_и = 320\ в;\ L = 5\ мкгн.$$

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

12-1. НАЗНАЧЕНИЕ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Применение сложных резонансных систем и получение высокого коэффициента усиления в усилителях высокой частоты принимаемых сигналов, как уже отмечалось, часто бывает трудно осуществимо. Слишком высокая частота сигналов и ограниченная добротность контуров приводят к низкому резонансному сопротивлению контуров, а следовательно, и к малому коэффициенту усиления каскадов. Эта же причина приводит к малой избирательности каскадов. Кроме того, перестройка контуров на рабочие частоты не позволяет применять сложные резонансные системы.

Супергетеродинный приемник позволяет преобразовывать высокую частоту принятого сигнала в любую другую высокую частоту при сохранении закона модуляции. Эта новая высокая частота, образующаяся в супергетеродинном приемнике, называется промежуточной (обычно она ниже частоты принятого сигнала и занимает промежуточное значение между частотой сигнала и низкой частотой). Промежуточная частота в приемнике остается неизменной при настройке его на любую рабочую частоту.

Постоянство промежуточной частоты и возможность выбора ее создают весьма благоприятные условия для работы усилителя промежуточной частоты. Здесь применение сложных резонансных систем может быть вполне оправдано, так как не вызывает дополнительных конструктивных трудностей. Поэтому к усилителю промежуточной частоты можно предъявить весьма высокие требования, которые невозможно предъявить к усилителю высокой частоты, хотя принцип работы их одинаков и оба относятся к категории резонансных усилителей.

Требования, предъявляемые к усилителю промежуточной частоты, сводятся в основном к следующим:

1) высокий коэффициент усиления в заданной полосе частот;

2) максимальное относительное ослабление напряжений всех частот, лежащих за пределами выбранной полосы, т. е. высокая избирательность;

3) минимальный коэффициент частотных искажений в пределах заданной полосы;

4) наименьшая величина искажений, связанных с нелинейностью ламповых характеристик;

5) устойчивость работы усилителя.

Кроме того, при приеме импульсных сигналов предъявляется требование минимального искажения усиливаемых импульсов.

Наилучшей резонансной характеристикой усилителя промежуточной частоты является идеальный прямоугольник; поэтому в этих усилителях большое значение имеет величина коэффициента прямоугольности, о которой говорилось в гл. 10.

Наряду с применением в супергетеродинных приемниках, где усилитель промежуточной частоты является основным высокочастотным усилителем, этот тип усилителя применяется во всех случаях, когда требуется получить высокое усиление в пределах заданной полосы частот. Поэтому усилитель промежуточной частоты часто называется полосовым усилителем.

12-2. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилитель промежуточной частоты может иметь одиночный колебательный контур в цепи анода, настроенный на постоянную для данного приемника промежуточную частоту. Так как в контуре применяется конденсатор постоянной емкости, то усложнять схему в целях заземления конденсатора нецелесообразно, и схема имеет вид, показанный на рис. 11-1,*а*. В этой схеме применено последовательное питание анодной цепи.

Другим вариантом схемы одноконтурного усилителя является схема параллельного питания, показанная на рис. 12-1,*а*. В случае, если добротность контура должна быть высокой (что требуется для узкополосных усилителей), схема параллельного питания не может быть рекомендована, так как в ней контур зашунтирован сопротивлением $R_а$, величина которого должна быть небольшой, чтобы на нем не гасилась слишком большая часть анодного напряжения. В широкополосных усилителях контур не-

обходимо шунтировать сопротивлением, а потому схема параллельного питания вполне приемлема и иногда может дать некоторые выгоды (например, применение общего развязывающего фильтра в цепях анода и экранной сетки, как это показано на схеме рис. 12-1,*б*).

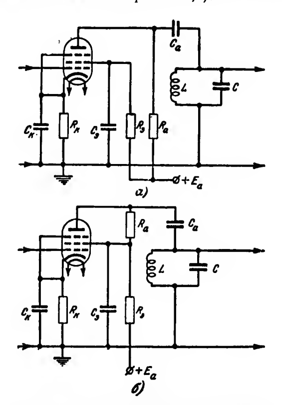


Рис. 12-1. Схемы параллельного питания каскадов УПЧ с одиночным контуром в цепи анода.

В широкополосных усилителях применяется также схема с бифилярной намоткой трансформатора, изображенная на рис. 12-2. Коэффициент трансформации здесь очень высок — достигает величины 0,9, поэтому $L = L_А \approx M$, и схему можно рассматривать как схему с непосредственным включением контура в цепь анода. Конечно, должна быть предусмотрена высокая изоляция между витками катушек L

и L_A. Эта схема также позволяет применить общий развязывающий фильтр в цепях анода и экранной сетки.

Как будет показано дальше, коэффициент усиления каскада растет с уменьшением емкости контура. Поэтому часто во всех рассмотренных схемах контурный конденсатор C не ставится, его заменяют выходная емкость лампы, входная емкость лампы следующего каскада, междувитковая емкость катушки L и емкость монтажа.

Каскад усилителя с одиночным контуром не может дать достаточно широкую полосу усиливаемых частот при высо-

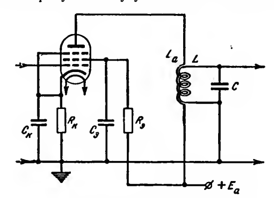
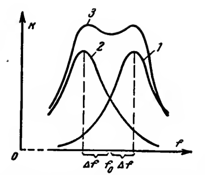


Рис. 12-2. Схема УПЧ с бифилярной намоткой катушки контура.

кой избирательности за пределами этой полосы; коэффициент прямоугольности одиночного контура, как известно, равен 0,1. Применение многокаскадного усилителя с одиночными контурами, как это будет показано дальше, дает повышение коэффициента прямоугольности, но незначительное; даже при бесконечно большом числе каскадов коэффициент прямоугольности еще очень далек от единицы.

Повысить величину коэффициента прямоугольности можно различными способами. Один из них заключается в расстройке контуров различных каскадов усилителя относительно промежуточной частоты. Одним из типов подобного усилителя является усилитель с попарно-расстроенными контурами. Этот усилитель должен иметь четное число каскадов; контур первого каскада настраивается на частоту, выше промежуточной на величину Δf, а резонансная частота контура второго каскада — на столько же ниже промежуточной. В результате частотная характеристика



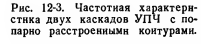


Рис. 12-3. Частотиая характерн-стнка двух каскадов УПЧ с по-парно расстроениымн коитурами.

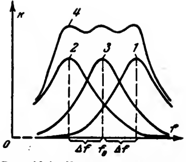


Рис. 12-4. Частотная характери-стнка трех расстроенных каска-дов УПЧ.

двух каскадов усилнтеля может нметь двугорбый вид, как это показано на рнс. 12-3, н коэффнцнент прямоугольности ее возрастает.

Для расшнрення полосы пропускання величнну рас-стройкн Δf следует увелнчнть. Однако прн этом увелнчн-вается провал частотной характеристикн на промежуточной

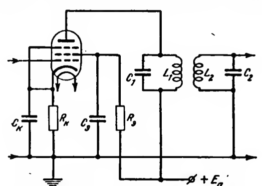


Рис. 12-5. Схема УПЧ с двухкоитурным фнльтром.

частоте. Чтобы лнквидировать этот провал, к каждой паре каскадов добавляют третнй, резонансная частота контура которого равна промежуточной частоте. В этом случае ча-стотная характернстика может нметь внд трехгорбой крн-вой, как показано на рис. 12-4.

Другим способом повышения коэффициента прямо-угольностн является прнменение в каждом каскаде усили-теля системы связанных контуров. На рнс. 12-5 показана

принципиальная схема каскада с системой нз двух связанных контуров. Контурные конденсаторы C_1 и C_2 могут отсутствовать, как н в одноконтурных усилителях.

Иногда в усилителе промежуточной частоты прнменяются каскады с более сложными резонанснымн снстемами, назначение н работа которых будут рассматрнваться ниже.

12-3. УСИЛИТЕЛЬ С ОДИНОЧНЫМИ КОНТУРАМИ, НАСТРОЕННЫМИ НА ОДНУ ЧАСТОТУ

Как уже известно, избирательные свойства каскада с одиночным контуром определяются избирательнымн свойствамн этого контура с учетом затухания, вносимого в него всеми другими элементами каскада. Таким образом, нзбирательность каскада можно определить по формуле (10-11), если подставить в нее значение эквивалентного затухания $d_э$, учитывающего влияние других элементов схемы:

$$Se=\frac{K_0}{K}=\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{d_э f_0}\right)^2}.$$

Еслн через $S'e$ обозначнть величнну допустнмого уменьшення коэффициента усилення на границах заданной полосы, то эту формулу можно перепнсать в внде

$$S'e=\sqrt{1+\left(\frac{П}{d_э f_0}\right)^2},$$

откуда

$$П=d_э f_0\sqrt{S'e^2-1}. \qquad (12\text{-}1)$$

Еслн полоса определяется на уровне 0,7 от максимального усилення, т. е. $S'e=\sqrt{2}$, то $П_{0,7}=d_э f_0$.

В многокаскадном усилителе коэффнциенты усиления на соответствующих частотах перемножатся, и при n одинаковых каскадах нзбирательность определяется как

$$Se=\left(\frac{K_0}{K}\right)^n=\left[\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{d_э f_0}\right)^2}\right]^n.$$

Отсюда полоса n-каскадного усилнтеля равна:

$$П=d_э f_0\sqrt{\sqrt[n]{S'e^2}-1}. \qquad (12\text{-}2)$$

Принимая опять $S'e = \sqrt{2}$, получим:

$$\Pi_{0,7} = d_э f_0 \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}. \qquad (12\text{-}3)$$

Обозначив $\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$ через $\varphi(n)$, можно составить таблицу зависимости этой функции от числа каскадов n:

Таблица 12-1

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\varphi(n)$	1	0,64	0,51	0,436	0,386	0,351	0,323	0,300	0,283	0,268

Как видно из этой таблицы, увеличение числа каскадов ведет к уменьшению функции $\varphi(n)$, а следовательно, и к уменьшению полосы. Это легко можно видеть, рассмотрев пример двухкаскадного усилителя. На рис. 12-6 кривая *1* показывает зависимость относительного коэффициента усиления от частоты для одного каскада, причем f_1 и f_2 — граничные частоты полосы Π_1, отсчитанной на уровне 0,7. Для двухкаскадного усилителя относительный коэффициент на частотах f_1 и f_2 будет уже не 0,7, а $0{,}7^2 = 0{,}49$, следовательно, кривая *2* для двухкаскадного усилителя пройдет ниже и на прежнем уровне 0,7 даст новое меньшее значение полосы Π_2.

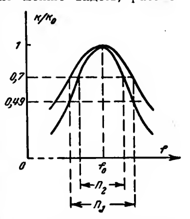


Рис. 12-6. Резонансные кривые для однокаскадного и двухкаскадного УПЧ с одиночными контурами.

Чтобы полоса не уменьшалась при увеличении числа каскадов, необходимо соответственно расширять полосу каждого каскада, для чего следует увеличить эквивалентное затухание контуров.

Коэффициент прямоугольности $k_п$ определяется по формуле (10-18) и, как известно, для одиночного контура, а следовательно, и для одного каскада с одиночным конту-

ром равен 0,1. Определим величину коэффициента прямоугольности для n-каскадного усилителя.

Так как

$$\Pi_{0,7}=d_э f_0 \sqrt{\sqrt[n]{2}-1}$$

и

$$\Pi_{0,1}=d_э f_0 \sqrt{\sqrt[n]{100}-1},$$

то

$$k_п=\frac{\Pi_{0,7}}{\Pi_{0,1}}=\sqrt{\frac{\sqrt[n]{2}-1}{\sqrt[n]{100}-1}}. \qquad (12\text{-}4)$$

В табл. 12-2 приведены значения коэффициента прямоугольности для разных значений числа каскадов.

Таблица 12-2

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$k_п$	0,1	0,208	0,266	0,294	0,313	0,323	0,333	0,340	0,343	0,345

Эта таблица показывает, что при увеличении числа каскадов коэффициент прямоугольности возрастает, причем при малом числе каскадов рост коэффициента прямоугольности значительный, а с увеличением числа каскадов рост замедляется. Можно доказать, что при бесконечном увеличении числа каскадов коэффициент прямоугольности стремится к вполне определенному значению, равному 0,388.

Посмотрим теперь, как изменяется коэффициент усиления с увеличением числа каскадов усилителя.

Коэффициент усиления одного каскада определяется известной нам формулой $K=SR_{рез}$. Эту формулу можно преобразовать следующим образом:

$$R_{рез}=\frac{1}{\omega_0 C d_э}=\frac{1}{2\pi f_0 C d_э}=\frac{1}{2\pi C\Pi_{0,7}}.$$

Отсюда

$$K=\frac{S}{2\pi C\Pi_{0,7}}. \qquad (12\text{-}5)$$

Формула (12-5) показывает, что коэффициент усиления каскада прямо пропорционален крутизне лампы и обратно

пропорционален емкости контура, что естественно, так как увеличение емкости ведет к уменьшению добротности и резонансного сопротивления контура. Кроме того, коэффициент усиления обратно пропорционален полосе пропускания и не зависит от величины промежуточной частоты. Следует отметить, что последнее не всегда остается справедливым по следующим причинам. Эквивалентное затухание контура равно $d_э = \frac{П_{0,7}}{f_0}$.

Если заданная полоса широка, то и затухание должно быть значительным, что достигается шунтированием контура сопротивления. При выборе более высокой промежуточной частоты затухание должно быть уменьшено, что легко достигается увеличением шунтирующего сопротивления. На какой-то высокой промежуточной частоте, которую мы назовем граничной $f_{гр}$ затухание контура станет равным его собственному и шунтировать контур уже не следует. Дальнейшее уменьшение затухания контура невозможно, следовательно, увеличение промежуточной частоты свыше граничной приводит к бесполезному расширению полосы более заданной, а значит, и к уменьшению коэффициента усиления. Чем у́же заданная полоса, тем ниже граничная промежуточная частота и у́же участок, где изменение промежуточной частоты не влияет на коэффициент усиления.

Коэффициент усиления n-каскадного усилителя равен:

$$K = \left(\frac{S}{2\pi C П_{0,7}}\right)^n. \qquad (12\text{-}6)$$

Казалось бы, при увеличении числа каскадов коэффициент усиления должен соответственно увеличиться. Однако это справедливо до определенного предела. Как видно из формулы (12-3), увеличение числа каскадов ведет к уменьшению полосы. Для того чтобы величина полосы осталась неизменной, необходимо расширить полосу каждого каскада, что согласно формуле (12-5) ведет к понижению усиления каскада. По этой причине коэффициент усиления при увеличении числа каскадов сначала увеличивается значительно, потом все медленнее и при достижении оптимального значения числа каскадов достигает максимума. При дальнейшем увеличении числа каскадов коэффициент усиления начинает падать, так как полоса каждого каскада должна быть чрезмерно расширена. Чем больше крутизна лампы, меньше емкость контура и у́же заданная

полоса, тем при большем числе каскадов коэффициент усиления достигает своего максимального значения.

Из всего сказанного следует, что достоинством схемы усилителя с одиночными контурами, настроенными на одну частоту, является лишь простота как конструкции, так и регулировки, так как схема требует наименьшего количества деталей и все контуры настраиваются по максимальному показанию выходного прибора при подаче на вход усилителя постоянной промежуточной частоты. Недостатком схемы является низкий коэффициент прямоугольности (а значит, и низкая избирательность). Усилитель этого типа может быть применен, если заданная полоса не превышает 1—2 *Мгц*; при большей полосе коэффициент усиления каждого каскада получается незначительным и высокий общий коэффициент усиления может оказаться вообще недостижимым, а при более узкой полосе избирательность такого усилителя значительно уступает избирательности усилителя с двухконтурными фильтрами.

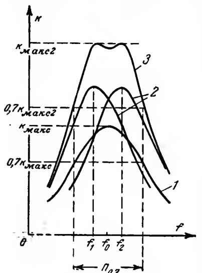


Рис. 12-7. Зависимость коэффициента усиления от частоты одиночного каскада УПЧ и двух попарно расстроенных каскадов.

12-4. УСИЛИТЕЛЬ С ПОПАРНО РАССТРОЕННЫМИ КОНТУРАМИ

Чтобы расширить полосу усиливаемых частот в схеме с одиночными настроенными на одну частоту контурами, как мы только что рассматривали, следует увеличить затухание контуров, что ведет к понижению как коэффициента усиления, так и избирательности. Если применить схему с попарно расстроенными контурами, то при той же полосе пропускания можно уменьшить затухание контуров, что увеличивает коэффициент усиления и избирательность. Это наглядно показано на рис. 12-7. Здесь кривая *1* показывает зависимость коэффициента усиления от частоты каскада с одиночным контуром, кривые *2* — те же зависимости для

двух каскадов, контуры которых настроены на частоты f_1 и f_2 и затухание их снижено, а кривая *3*—результирующая характеристика двухкаскадного усилителя. Конечно, применение двух каскадов с контурами, настроенными на одну частоту, также повысит усиление и избирательность, однако, как уже было рассмотрено, увеличение числа каскадов такого усилителя при широкой полосе не всегда ведет к решению поставленной задачи.

Определим, как зависит от частоты коэффициент усиления двух каскадов с взаимно расстроенными контурами. Пусть контур первого каскада настроен на частоту $f_1=f_0-\Delta f'$, а контур второго каскада — на частоту $f_2=f_0+\Delta f'$. Коэффициент усиления первого каскада при расстройке Δf равен:

$$K_1=\frac{K_{01}}{\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f_1}{d_э f_1}\right)^2}}=\frac{K_{01}}{\sqrt{1+\xi_1^2}},$$

где K_{01} — резонансный коэффициент усиления первого каскада на частоте f_1, а ξ_1 — обобщенная расстройка контура первого каскада.

Коэффициент усиления второго каскада соответственно равен:

$$K_2=\frac{K_{02}}{\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f_2}{d_э f_2}\right)^2}}=\frac{K_{02}}{\sqrt{1+\xi_2^2}},$$

а коэффициент усиления двухкаскадного усилителя

$$K=K_1K_2=\frac{K_{01}K_{02}}{\sqrt{1+\xi_1^2}\cdot\sqrt{1+\xi_2^2}}. \qquad (12\text{-}7)$$

Обобщенная расстройка контура первого каскада равна:

$$\xi_1=\frac{2\Delta f_1}{d_э f_1}\approx\frac{2\Delta f_1}{d_э f_0}=\frac{2(\Delta f+\Delta f')}{d_э f_0}=\frac{2\Delta f}{d_э f_0}+\frac{2\Delta f'}{d_э f_0}=\xi+\xi',$$

где Δf — расстройка относительно промежуточной частоты f_0; ξ — обобщенная расстройка относительно промежуточной частоты f_0, а ξ' — обобщенная расстройка контура первого каскада относительно промежуточной частоты (из рис. 12-8 хорошо видно, что расстройка Δf_1 частоты f, на которой производится измерение коэффициента усиления

относительно резонансной частоты контура первого каскада f_1, равна сумме расстройки относительно промежуточной и резонансной частот первого контура).

Обобщенная расстройка контура второго каскада равна:

$$\xi_2 = \frac{2\Delta f_2}{d_э f_2} \approx \frac{2\Delta f_2}{d_э f_0} = \frac{2(\Delta f - \Delta f')}{d_э f_0} = \frac{2\Delta f}{d_э f_0} - \frac{2\Delta f'}{d_э f_0} = \xi - \xi'.$$

Отсюда формулу (12-7) можно переписать так:

$$K = \frac{K_{01}K_{02}}{\sqrt{1+(\xi+\xi')^2}\cdot\sqrt{1+(\xi-\xi')^2}} = \frac{K_{01}K_{02}}{\sqrt{(1+\xi'^2-\xi^2)^2-4\xi^2}}. \quad (12\text{-}8)$$

Чтобы узнать форму кривой, описываемую этим уравнением, проследим зависимость коэффициента усиления K

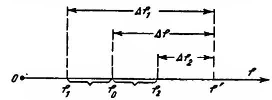


Рис. 12-8. Зависимость расстройки сигнала от расстройки каскадов.

от обобщенной расстройки ξ. Для этого продифференцируем выражение, стоящее под корнем знаменателя, по ξ и результат приравняем нулю.

Обозначим $(1+\xi'^2-\xi^2)^2+4\xi^2$ через y.

$$\frac{dy}{d\xi} = 2(1+\xi'^2-\xi^2)(-2\xi)+8\xi = 0.$$

Отсюда $\xi_1 = 0$. Чтобы найти остальные значения ξ, разделим уравнение на 4ξ:

$$-1-\xi'^2+\xi^2+2=0;\ \xi^2=\xi'^2-1;$$

$$\xi_2 = +\sqrt{\xi'^2-1};\ \xi_3 = -\sqrt{\xi'^2-1}.$$

Если $\xi'<1$, то ξ_2 и ξ_3 являются мнимыми и кривая имеет экстремальное значение при $\xi_1=0$. Если $\xi'=1$, то $\xi_1=\xi_2=\xi_3=0$. Если же $\xi'>1$, то существует все три корня ξ, при ко-

торых кривая имеет экстремальное значение. На рис. 12-9 показаны три вида этих кривых соответственно для трех значений ξ' ($\xi'<1$, $\xi'=1$ и $\xi'>1$). Из кривых видно, что при небольших расстройках контуров усилителя кривая зависимости коэффициента усиления от частоты остается одногорбой, и только, когда расстройка контуров превзойдет критическое значение $\xi'=1$, кривая становится двугорбой.

Коэффициент усиления двухкаскадного усилителя при критической расстройке равен:

$$K=\frac{K_{01}K_{02}}{\sqrt{(1+1-\xi^2)^2+4\xi^2}}=\frac{K_{01}K_{02}}{\sqrt{4+\xi^4}}. \tag{12-9}$$

Для определения коэффициента усиления на промежуточной частоте подставим $\xi=0$. Тогда

$$K_0=\frac{K_{01}K_{02}}{2}. \tag{12-10}$$

Отсюда уравнение кривой в относительном масштабе будет:

$$\frac{K}{K_0}=\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}}, \tag{12-11}$$

а для n-каскадного усилителя

$$\frac{K}{K_0}=\left(\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}}\right)^{\frac{n}{2}}. \tag{12-12}$$

Число каскадов n должно быть, естественно, четное.

Если расстройка контуров усилителя больше критической, то коэффициент усиления двухкаскадного усилителя следует определять по формуле (12-8). На промежуточной частоте $\xi=0$ и коэффициент усиления равен:

$$K_0=\frac{K_{01}K_{02}}{1+\xi'^2}. \tag{12-13}$$

Это значение коэффициента усиления, как видно из рис. 12-9 (кривая *3*), не является максимальным. Для определения максимума коэффициента усиления подставим в уравнение (12-8) значения ξ_1 или ξ_2, квадраты которых равны ξ'^2-1:

$$K_{\text{макс}}=\frac{K_{01}K_{02}}{\sqrt{(1+\xi'^2-\xi'^2+1)^2+4(\xi'^2-1)}}=$$
$$=\frac{K_{01}K_{02}}{\sqrt{4+4\xi'^2-4}}=\frac{K_{01}K_{02}}{2\xi'}. \tag{12-14}$$

Отсюда

$$\frac{K_{01}}{K_{\text{макс}}} = \frac{2\xi'}{1+\xi'^2} \quad (12\text{-}15)$$

и

$$\frac{K}{K_{\text{макс}}} = \frac{2\xi'}{\sqrt{(1+\xi'^2-\xi'^2)^2+4\xi^2}}. \quad (12\text{-}16)$$

Для n-каскадного усилителя уравнение кривой в относительном масштабе имеет вид

$$\frac{K}{K_{\text{макс}}} = \left[\frac{2\xi'}{\sqrt{(1+\xi'^2-\xi^2)^2+4\xi^2}}\right]^{\frac{n}{2}}. \quad (12\text{-}17)$$

Наиболее целесообразно применять такую расстройку контуров, при которой провал на промежуточной частоте достигает величины заданного коэффициента частотных искажений, например уровня 0,7, как это показано на рис. 12-10. В этом случае

$$\frac{K_0}{K_{\text{макс}}} = \frac{2\xi'_{\text{опт}}}{1+\xi'^2_{\text{опт}}} = 0{,}7 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

и оптимальное значение обобщенной расстройки контуров равно:

$$\xi'_{\text{опт}} = 1+\sqrt{2} = 2{,}41. \quad (12\text{-}18)$$

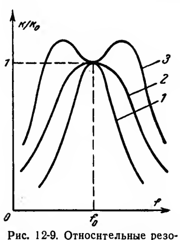


Рис. 12-9. Относительные резонансные кривые пары каскадов при расстройке менее критической, критической и более критической.

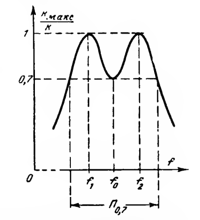


Рис. 12-10. Относительная резонансная кривая при максимально допустимой расстройке.

Для n-каскадного усилителя эта формула примет вид

$$\xi'_{\text{опт}} = \sqrt[n]{2} + \sqrt{\sqrt[n]{4} - 1}. \qquad (12\text{-}19)$$

Для того чтобы провал на промежуточной частоте всего усилителя не превышал уровня 0,7, необходимо, чтобы провал у каждого каскада был соответственно меньше.

Посмотрим теперь, как изменяется коэффициент прямоугольности при расстройке контуров.

Для определения коэффициента прямоугольности при критической расстройке подставим в формулу (12-12) отношения K/K_0, равные 0,7 и 0,1. В первом случае

$$\left(\frac{2}{\sqrt{4 + \xi_{0,7}^4}}\right)^{\frac{n}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}; \ \xi_{0,7} = \sqrt{2} \cdot \sqrt[4]{\sqrt[n]{4} - 1},$$

а во втором

$$\left(\frac{2}{\sqrt{4 + \xi_{0,1}^4}}\right)^{\frac{n}{2}} = 0{,}1; \ \xi_{0,1} = \sqrt{2} \cdot \sqrt[4]{\sqrt[n]{10^4} - 1}.$$

Отсюда коэффициент прямоугольности при критической расстройке равен:

$$k_{\text{п}} = \frac{\Pi_{0,7}}{\Pi_{0,1}} = \frac{\xi_{0,7}}{\xi_{0,1}} = \sqrt[4]{\frac{\sqrt[n]{4} - 1}{\sqrt[n]{10^4} - 1}}. \qquad (12\text{-}20)$$

Сравнивая эту формулу с формулой (12-4), выведенной для случая, когда все контуры настроены на промежуточную частоту, можно убедиться, что коэффициент прямоугольности при критической расстройке выше.

Выясним, как изменяется коэффициент прямоугольности при изменении расстройки контуров. Для этого подставим отношения K/K_0, равные 0,7 и 0,1, в формулу (12-16), откуда находим:

$$\xi_{0,7} = \sqrt{\xi'^2 + 2\xi' - 1} \ \text{ и } \ \xi_{0,1} = \sqrt{\xi'^2 + 20\xi' - 1}.$$

Таким образом, коэффициент прямоугольности одной пары каскадов равен:

$$k_{\text{п}} = \sqrt{\frac{\xi'^2 + 2\xi' - 1}{\xi'^2 + 20\xi' - 1}}. \qquad (12\text{-}21)$$

Подставляя в эту формулу $\xi' = 1$, что соответствует критической расстройке, получим $k_{\text{п}} = 0{,}31$. Если же взять

оптимальную расстройку $\xi' = 2{,}41$, получим $k_п = 0{,}43$, откуда видно, что увеличение расстройки повышает коэффициент прямоугольности.

12-5. УСИЛИТЕЛЬ С ДВУХКОНТУРНЫМИ ФИЛЬТРАМИ

На рис. 12-5 изображена схема каскада УПЧ с двухконтурным фильтром, причем связь между контурами трансформаторная. Трансформаторная связь представляет

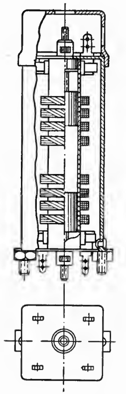


Рис. 12-11. Конструкция двухконтурного фильтра с трансформаторной связью.

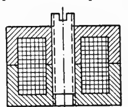


Рис. 12-12. Конструкция катушки с бронированным сердечником.

удобство с конструктивной точки зрения, так как в этом случае весь фильтр можно поместить в общий экран. На рис. 12-11 показана конструкция такого фильтра, часто применяющегося в радиовещательных приемниках. Однако при такой конструкции добротность контуров обычно не превышает 100. Применяя катушки с замкнутым магнитопроводом (рис. 12-12), можно повысить добротность контуров до 200—250. В этом случае магнитодиэлектрический сердечник является одновременно экраном и применять трансформаторную связь между катушками становится затруднительным. Тогда применяется внешне-емкостная связь, как это показано на рис. 12-13. Как мы видим, выбор вида связи определяется

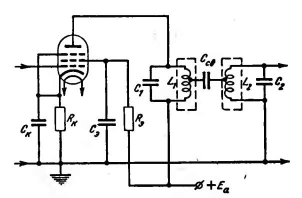


Рис. 12-13. Схема УПЧ с внешне-емкостной связью.

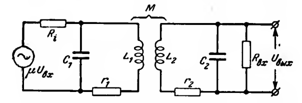


Рис. 12-14. Эквивалентная схема УПЧ с трансформаторной связью между контурами.

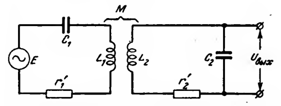


Рис. 12-15. Упрощенная эквивалентная схема УПЧ с трансформаторной связью между контурами.

конструктивными соображениями; на величину коэффициента усиления и форму резонансной кривой он не влияет.

На рис. 12-14 приведена эквивалентная схема каскада с двухконтурным фильтром при трансформаторной связи между контурами. Пользуясь теоремой об эквивалентном генераторе, пересчитаем э. д. с. в цепь первого контура, сопротивление R_i в первый контур и $R_{\text{вх}}$ во второй. Тогда получим более простую схему, показанную на рис. 12-15. Здесь

$$\overline{E}=\mu U_{\text{вх}}\frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{R_i+\frac{1}{j\omega C_1}}\,; \qquad (12\text{-}22)$$

$$r_1'=r_1+\frac{1}{(\omega C_1)^2R_i}\,; \qquad (12\text{-}23)$$

$$r_2'=r_2+\frac{1}{(\omega C_2)^2R_{\text{вх}}}\,. \qquad (12\text{-}24)$$

Обычно $R_i \gg \frac{1}{\omega C_1}$. Поэтому

$$\overline{E}=\mu U_{\text{вх}}\frac{1}{j\omega C_1R_i}=-jS\frac{1}{\omega C_1}U_{\text{вх}}. \qquad (12\text{-}25)$$

Таким образом, мы получили обычную систему из двух связанных контуров. В этом случае ток во втором контуре, как известно из курса основ радиотехники, равен:

$$\overline{I}_2=\frac{j\omega M}{Z_1Z_2+\omega^2M^2}\overline{E}. \qquad (12\text{-}26)$$

Обычно фильтр стараются выполнить симметричным. Тогда $L_1=L_2=L$; $C_1=C_2=C$; $r_1'=r_2'=r$ и $Z_1=Z_2=Z$.

Определим величину полного сопротивления контура:

$$Z=r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)=r\left[1+j\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{r}\right]=$$

$$=r\left[1+j\frac{\omega_0 L}{r}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]\approx r\left[1+j\,\frac{2\Delta\omega}{d\omega_0}\right].$$

Отсюда

$$Z=r\,(1+j\xi). \qquad (12\text{-}27)$$

Подставим это значение Z в формулу (12-26), получим:

$$\overline{I_2}=\frac{j\omega M\overline{E}}{r^2(1+j\xi)^2+\omega^2M^2}=j\overline{E}\frac{\omega M}{r^2}\cdot\frac{1}{(1+j\xi)^2+\frac{\omega^2M^2}{r^2}}\,.$$

Введем понятие фактора связи β, понимая под ним отношение сопротивления связи к активному сопротивлению контура,

$$\beta=\frac{\omega M}{r}\approx\frac{\omega_0 M}{r}\cdot\frac{L}{L}=\frac{M}{L}\cdot\frac{\omega_0 L}{r}=\frac{K_{\text{св}}}{d}\,. \qquad (12\text{-}28)$$

Тогда

$$\overline{I_2}=j\overline{E}\,\frac{\beta}{r}\cdot\frac{1}{(1+j\xi)^2+\beta^2}=\overline{E}\,\frac{\beta}{r}\cdot\frac{1}{-j\,[(1+j\xi)^2+\beta^2]}=$$

$$=\overline{E}\,\frac{\beta}{r}\,\frac{1}{-j\,(1+2j\xi-\xi^2+\beta^2)}=\overline{E}\,\frac{\beta}{r}\cdot\frac{1}{2\xi-j(1-\xi^2+\beta^2)}\,.$$

Модуль этого выражения равен:

$$I_2=E\,\frac{\beta}{r}\,\frac{1}{\sqrt{(1-\xi^2+\beta^2)+4\xi^2}}\,. \qquad (12\text{-}29)$$

Подставим сюда модуль значения $\overline{E}$ из формулы (12-25):

$$I_2=\frac{SU_{\text{вх}}}{\omega C}\cdot\frac{\beta}{r}\cdot\frac{1}{\sqrt{(1-\xi^2+\beta^2)+4\xi^2}}\,.$$

Выходное напряжение равно:

$$U_{\text{вых}}=\frac{I_2}{\omega C}=\frac{SU_{\text{вх}}}{\omega^2C^2}\cdot\frac{\beta}{r}\cdot\frac{1}{\sqrt{(1-\xi^2+\beta^2)^2+4\xi^2}}\,.$$

На резонансной частоте $\frac{1}{\omega_0^2C^2r}=R_{\text{рез}}$, откуда на частотах, близких к резонансной, получим:

$$U_{\text{вых}}=SU_{\text{вх}}R_{\text{рез}}\frac{\beta}{\sqrt{(1-\xi^2+\beta^2)^2+4\xi^2}}\,. \qquad (12\text{-}30)$$

Коэффициент усиления каскада

$$K=\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}=SR_{\text{рез}}\frac{\beta}{\sqrt{(1-\xi^2+\beta^2)^2+4\xi^2}}\,. \qquad (12\text{-}31)$$

Мы вывели эту формулу в предположении, что связь между контурами трансформаторная. Если выбрана внешне-емкостная связь, то коэффициент связи определяется по формуле

$$K_{св} \approx \frac{C_{св}}{C}. \qquad (12\text{-}32)$$

Обычно величина связи должна быть очень небольшой (иногда менее 1%); при этом емкость $C_{св}$ получается настолько малой, что сделать такой конденсатор становится трудной задачей. Тогда применяется неполное включение, как это и показано на рис. 12-13. В этом случае коэффициент связи определяется по формуле

$$K_{св} \approx \frac{C_{св}}{C}\left(\frac{L'}{L}\right)^2, \qquad (12\text{-}33)$$

где L — полная индуктивность контурной катушки, а L' — индуктивность части катушки между точкой присоединения конденсатора связи и заземленным концом.

Сравнивая формулы (12-31) и (12-8), можно видеть, что они полностью совпадают, но вместо обобщенной расстройки контуров ξ' стоит фактор связи β. Значит, все те выводы, которые были сделаны для усилителя с попарно расстроенными контурами, верны и для усилителя с двухконтурными фильтрами. Однако усилитель с двухконтурными фильтрами имеет некоторые преимущества. Во-первых, в нем все контуры настроены на одну и ту же промежуточную частоту, что упрощает регулировку усилителя. Во-вторых, одинаковая форма резонансной кривой у усилителя с двухконтурными фильтрами получается при вдвое меньшем числе каскадов, чем у усилителя с попарно расстроенными контурами. Последнее обстоятельство особенно сказывается у узкополосных усилителей, так как в них коэффициент усиления каждого каскада достаточно высок и увеличение числа каскадов с целью получения нужной формы резонансной кривой ведет к нерационально высокому коэффициенту усиления. Применяя же усилитель с двухконтурными фильтрами, можно получить достаточно хорошую форму резонансной кривой и высокий коэффициент усиления при малом числе каскадов. В широкополосных же усилителях коэффициент усиления каждого каскада мал и число каскадов должно быть значительным; в них находят применение обе схемы, а также варианты из их различных сочетаний.

Из аналогии формул (12-8) и (12-31) видно, что при $\beta \leqslant 1$ кривая резонанса будет одногорбой, а при $\beta > 1$ — двугорбой. При критической связи ($\beta = 1$) коэффициент усиления на резонансной частоте равен:

$$K_0 = \frac{1}{2} S R_{рез}. \qquad (12\text{-}34)$$

Понижение вдвое коэффициента усиления по сравнению с коэффициентом усиления каскада с одиночным контуром объясняется тем, что при критической связи в каждый контур вносится другим контуром сопротивление, равное его собственному, что вдвое снижает резонансное сопротивление контура, в значит, и коэффициент усиления. Однако при меньшем усилении каскад с двухконтурным фильтром при критической связи дает более широкую полосу. Чтобы сузить полосу до заданной величины, можно повысить добротность контуров, что приведет к увеличению сопротивления, а значит, и коэффициента усиления.

12-6. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

При расчете усилителя промежуточной частоты надо прежде всего выбрать величину промежуточной частоты, если она не задана. Выбор этот определяется следующими соображениями. Чем ниже промежуточная частота, тем легче получить высокий коэффициент усиления при узкой полосе, так как требования к высокой добротности контура при этом понижаются и его конструктивное выполнение облегчается.

Понижение промежуточной частоты позволяет также сделать работу усилителя более устойчивой. Дело в том, что на величину емкостей колебательных контуров влияет разброс входных и выходных емкостей ламп, а также емкость монтажа, которые включены параллельно конденсаторам контура. Чтобы изменение величины этих емкостей как можно меньше влияло на резонансную частоту, необходимо емкости конденсаторов контуров брать как можно больше. Однако это снижает добротность контуров, и только на низкой промежуточной частоте добротность контура даже при значительной емкости достаточно велика.

В то же время понижение промежуточной частоты ведет к понижению избирательности по зеркальному каналу, так как последний отличается от частоты принимаемых сигналов на удвоенную промежуточную частоту и при понижении промежуточной частоты зеркальный канал при-

ближается к частоте принимаемых сигналов. Кроме того, для нормальной работы детектора необходимо, чтобы промежуточная частота была по крайней мере в 5—10 раз выше наивысшей частоты модуляции.

Промежуточная частота должна находиться в диапазоне частот, где менее всего возможна работа мощных радиовещательных станций. Радиовещательные станции работают в диапазонах 150—420 *кгц*, 530—1 600 *кгц*, 4—12 *Мгц*, а также в диапазоне УКВ от 64 до 73 *Мгц*. Поэтому ГОСТ предусматривает для радиовещательных приемников, имеющих длинноволновый, средневолновый и коротковолновый диапазоны, величину промежуточной частоты, равную 465±2 *кгц*, т. е. в «провале» между длинноволновым и средневолновым диапазонами. В приемниках III и IV классов, не имеющих коротковолнового диапазона (где избирательность по зеркальному каналу ниже), по ГОСТ разрешается применение промежуточной частоты, равной 110—115 *кгц* (ниже низшей частоты длинноволнового диапазона). В приемниках сверхвысоких частот, имеющих широкую полосу и соответственно большую величину высшей частоты модуляции, применяются более высокие значения промежуточной частоты, обычно равные 10, 30, 60 или 100 *Мгц*.

Затем выбирается емкость контура. Чем меньше эта емкость (и соответственно больше индуктивность), тем выше резонансное сопротивление контура, а значит, больше коэффициент усиления каскада. Однако при малом значении емкости контурного конденсатора сильнее сказываются входная и выходная емкости ламп и емкость монтажа, что может вызвать расстройку усилителя при смене ламп. Чем шире полоса, тем труднее получить высокий коэффициент усиления, а потому емкость контура приходится уменьшать. Обычно в узкополосных усилителях в контурах используются конденсаторы емкостью 120—250 *пф*, при полосе в сотни килогерц емкость конденсатора уменьшают до 50 *пф*, а при полосе 1 *Мгц* конденсатор в контур не ставят.

Теперь необходимо выбрать схему усилителя и число каскадов. В узкополосном усилителе наиболее целесообразно применение каскадов с двухконтурными фильтрами. В широкополосных усилителях с полосой в десятки килогерц и больше трудно заранее определить наиболее выгодную схему усилителя; в этом случае целесообразно провести предварительный расчет.

Выбрав лампу (пентод с наибольшей крутизной и наименьшими междуэлектродными емкостями), и емкость контура C, находят условный коэффициент усиления K_{01} одного каскада с одиночным контуром в предположении, что он имеет такую же полосу, какую должен иметь весь усилитель:

$$K_{01}=\frac{S}{2\pi C\Pi_{0,7}}.$$

Коэффициент усиления всего усилителя определяется формулой

$$K_0=\frac{K_{01}^n}{\psi_1(n)}. \qquad (12\text{-}35)$$

Значение функции $\psi_1(n)$ для различных схем и разного числа каскадов дано в табл. 12-3.

Этот коэффициент усиления не должен превосходить то значение, при котором работа усилителя станет неустойчивой, близкой к самовозбуждению. Для этого определяют коэффициент усиления одного каскада усилителя $K=\sqrt[n]{K_0}$ и проверяют выполнение требования устойчивой работы по формуле

$$K\leqslant K_{уст}=0{,}42\sqrt{\frac{S}{\omega_0 C_{а.с}}}. \qquad (12\text{-}36)$$

Если $K>K_{уст}$, то необходимо снизить коэффициент усиления увеличением емкости контура и определить новое число каскадов.

После этого следует определить эквивалентное затухание контуров. Если выбрана схема с одиночными настроенными на одну частоту контурами, то эквивалентное затухание, как и в усилителе высокой частоты, определяется по формуле

$$d_{экв}\geqslant\frac{\Pi_{0,7}}{f_0\sqrt{\sqrt[\frac{n_1}{2}]{M_{доп}}-1}},$$

где $n_1=n+1$, так как следует учесть контур преобразователя частоты, а $M_{доп}=\sqrt{2}$, и только в приемниках, работающих на частотах менее 1 *Мгц*, величину $M_{доп}$ следует уменьшить, так как приходится считаться с искажениями, вносимыми входными цепями и усили-

Таблица 12-3

Тип схемы	$\psi_1(n)$ при различных значениях n							
	1	2	3	4	5	6	7	8
С одиночными настроенными в резонанс контурами	1,00	0,414	0,132	$3{,}58\cdot10^{-2}$	$8{,}53\cdot10^{-3}$	$1{,}86\cdot10^{-3}$	$3{,}67\cdot10^{-4}$	$6{,}68\cdot10^{-5}$
С попарно расстроенными контурами	—	1,00	—	0,41	—	0,13	—	0,036
С двухконтурными фильтрами	0,71	0,32	0,13	$4{,}4\cdot10^{-2}$	$1{,}5\cdot10^{-2}$	$4{,}8\cdot10^{-3}$	$1{,}6\cdot10^{-3}$	$5{,}4\cdot10^{-4}$

телем высокой частоты.

Избирательность усилителя, выраженная в децибелах, при расстройке находится по формуле

$$Se_{\text{доп}} = 10n_1 \lg\left[1 + \left(\frac{2\Delta f}{d_э f_0}\right)^2\right].$$

Если избирательность получается ниже заданной, то следует перейти к схеме с двухконтурными фильтрами.

При выборе схемы с двухконтурным фильтром при расчете эквивалентного затухания контуров можно воспользоваться графиком семейства обобщенных резонансных кривых двухконтурного полосового фильтра, приведенным на рис. 12-16. Ослабление на границе полосы для одного каскада находится по формуле $S'e = \frac{3}{n_1}$, если считать, что ослабление на границе полосы всего усилителя (вместе с преобразователем частоты) равно $20\lg\sqrt{2} = 3$ *дб*. Первоначально выбирается критическая связь между контурами, так как при ней резонансная кривая, оставаясь одногорбой, имеет наибольший коэффициент прямоугольности. По графику находят точку на кривой $\beta = 1$, лежащую на уровне $S'e$, и определяют величину ξ', соответствующую най-

денной точке. Эквивалентное затухание равно:

$$d_{экв} = \frac{\Pi_{0,7}}{\xi_1 f_0}.$$

Необходимо, чтобы эквивалентное затухание $d_{экв}$ было больше или равно конструктивно выполнимому $d_к$. Если $d_{экв} < d_к$, то следует выбрать величину $d_к$, по ней определить новое значение обобщенной расстройки

$$\xi_2 = \frac{\Pi_{0,7}}{d_к f_0}$$

и найти новую кривую с другим значением β по точке, соответствующей значениям ξ_2 и $S'e$. Если $d_{экв} > d_к$, то контуры следует зашунтировать сопротивлениями, расчет которых дан в гл. 10.

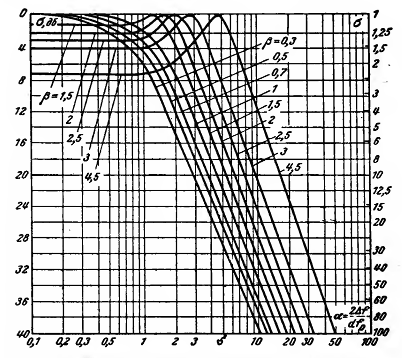


Рис. 12-16. Семейство обобщенных резонансных крнвых двухконтурного полосового фильтра.

Затем по заданной расстройке Δf находят обобщенную расстройку $\xi_э = \frac{2\Delta f}{d_э f_0}$ и для нее по выбранной кривой находят избирательность одного каскада Se_1, а затем и избирательность всего усилителя $Se = Se_1 n_1$. Если полученная избирательность ниже заданной, то следует перейти к кривым с большим значением β или увеличить число каскадов.

Коэффициент связи определяется как $K_{св} = \beta d_{экв}$.

После этого рассчитываются сопротивления автоматического смещения и шунтирующая емкость, сопротивление и емкость в цепи экранной сетки. Этот расчет ничем не отличается от расчета таких же элементов усилителя высокой частоты.

Если выбрана схема усилителя с попарно расстроенными контурами, то для ее расчета можно также воспользоваться графиками рис. 12-16, но вместо β подразумевать обобщенную расстройку контура ξ'.

Пример расчета усилителя промежуточной частоты

Рассмотрим примеры расчета как узкополосного, так и широкополосного усилителей.

I. Пусть необходимо рассчитать усилитель промежуточной частоты радиовещательного приемника по следующим данным:

Коэффициент усиления (вместе с преобразовательным каскадом) $K \geqslant 6\,000$.

Полоса пропускания $П_{0,7} = 8$ *кгц*.

Избирательность $Se \geqslant 16$ *дб* при расстройке $\Delta f = \pm 10$ *кгц*.

Порядок расчета

Выбираем стандартную для радиовещательного приемника промежуточную частоту $f_0 = 465$ *кгц*.

Выбираем емкость контуров $C = 200$ *пф*.

Выбираем схему с двухконтурными фильтрами.

Выбираем для усилителя пентод пальчиковой серии с удлиненной характеристикой 6К4П ($S = 4{,}4$ *ма/в*; $R_i = 1{,}5$ *Мом*; $C_{вх} = 5{,}5$ *пф*; $C_{вых} = 5$ *пф*; $C_{а.с} = 0{,}003$ *пф*), а для преобразовательного каскада — гептод пальчиковой серии 6А2П ($S_{пр} = 0{,}47$ *ма/в*; $R_i = 100$ *ком*; $C_{вх} = 7$ *пф*; $C_{вых} = 8{,}6$ *пф*; $C_{а.с} = 0{,}3$ *пф*). Как показано в гл. 14, преобразовательный каскад рассчитывается так же, как и усилитель промежуточной частоты, только вместо обычной крутизны лампы S следует пользоваться крутизной преобразования $S_{пр}$.

Ориентировочно выбираем число каскадов УПЧ. Так как коэффициент усиления одного каскада УПЧ примерно равен 100—200, а при большой крутизне лампы и более коэффициент усиления преобразовательного каскада 20—40, то достаточно одного УПЧ, чтобы получить требуемое усиление. Отсюда число двухконтурных фильтров $n_1 = 2$.

Находим ослабление на границе полосы:

$$Se' = \frac{3}{n_1} = \frac{3}{2} = 1{,}5.$$

При критической связи ($\beta = 1$) по графику рис. 12-16 находим $\xi_1 = 1{,}4$. Отсюда

$$d_{экв} = \frac{\Pi_{0,7}}{\xi_1 f_0} = \frac{8}{1{,}4 \cdot 465} = 0{,}0123,$$

что конструктивно вполне осуществимо.

Для определения избирательности находим обобщенную расстройку

$$\xi_2 = \frac{2\Delta f}{d_{экв} f_0} = \frac{2 \cdot 10}{0{,}0123 \cdot 465} = 3{,}3;$$

из графика находим $Se_1 = 9$ *дб*, откуда общая избирательность

$$Se = n_1 Se_1 = 2 \cdot 9 = 18 \text{ дб},$$

что удовлетворяет заданию.

Находим индуктивность контурных катушек:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{C f_0^2} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{200 \cdot 465^2} = 585 \text{ мк гн}.$$

Резонансное сопротивление контура

$$R_{рез} = \frac{1}{d_э} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{0{,}0123} \sqrt{\frac{585 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-12}}} = 140 \text{ ком}.$$

Находим коэффициент усиления каскада УПЧ:

$$K_{упч} = S R_{рез} \frac{\beta}{1 + \beta^2} = 4{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{1 + 1} = 307.$$

Коэффициент усиления преобразовательного каскада

$$K_{пч} = S_{пр} R_{рез} \frac{\beta}{1 + \beta^2} = 0{,}47 \cdot 10^{-3} \cdot 140 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{1 + 1} = 33.$$

Общий коэффициент усиления

$$K = K_{упч} K_{пч} = 307 \cdot 33 = 10\,100,$$

что превышает заданный.

Проверяем работу каскада УПЧ на устойчивость. Максимальный устойчивый коэффициент усиления

$$K_{макс} = 0{,}42 \sqrt{\frac{S}{2\pi f_0 C_{а.с}}} = 0{,}42 \sqrt{\frac{4{,}4 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}003 \cdot 10^{-12}}} = 297.$$

Как видим, полученный коэффициент усиления несколько превышает максимально допустимый. Его можно оставить, считая, что усилитель будет работать на границе устойчивости, но так как у нас имеется запас по усилению, сделаем пересчет, увеличив емкость контура до 250 *пф*. Тогда новое значение индуктивности контура будет $L = 470$ *мкгн*, резонансное сопротивление станет равным $R_{рез} = 112$ *ком*.

Коэффициент усиления каскада УПЧ станет равным $K_{упч} = 246$, что не превышает максимально допустимого значения $K_{макс} = 297$; коэффициент усиления преобразовательного каскада будет $K_{пч} = 26{,}4$, а коэффициент усиления всего тракта $K = 246 \cdot 26{,}4 = 6\,500$, что близко к заданному значению.

Теперь можно определить коэффициент связи:

$$K_{св} = \beta d_э = 1 \cdot 0{,}0123 = 0{,}0123.$$

Если связь между контурами трансформаторная, то $M = K_{св} L = 0{,}0123 \cdot 475 = 5{,}77$ *мкгн*, а если связь внешне-емкостная, то при полном включении катушек емкость конденсатора связи будет: $C_{св} = K_{св} C = 0{,}0123 \cdot 250 = 3{,}1$ *пф*. Эта емкость слишком мала. Посмотрим, к какой части витков катушки следует присоединить конденсатор связи, если его емкость равна 10 *пф*:

$$K_{св} = \frac{C_{св}}{C} \left(\frac{L'}{L}\right)^2,$$

откуда

$$L' = L \sqrt{\frac{K_{св} C}{C_{св}}} = 470 \sqrt{\frac{0{,}0123 \cdot 250}{10}} = 82{,}3.$$

Значит, конденсатор должен быть присоединен к $\frac{82{,}3}{470} = 0{,}175$ части витков контурных катушек (считая от заземленного конца).

II. Пусть необходимо рассчитать усилитель промежуточной частоты по следующим данным:

а) коэффициент усиления $K \geqslant 6\,000$;

б) полоса пропускания $П_{0,17} = 10$ *Мгц*;

в) промежуточная частота $f_0 = 60$ *Мгц*.

Порядок расчета

Выбираем емкость контуров. Так как полоса значительно превосходит 1 *Мгц*, конденсаторы в контуры не ставим.

Выбрав лампу 6Ж1П ($S = 5{,}2$ *ма/в*; $R_i = 300$ *ком*; $C_{вх} = 4$ *пф*; $C_{вых} = 2{,}1$ *пф*; $C_{а.с} = 0{,}02$ *пф*), находим, что емкость контура при одноконтурном фильтре равна:

$$C = C_{вх} + C_{вых} + C_{сх} = 4 + 2{,}1 + 10 = 16{,}1 \text{ пф},$$

а при двухконтурном фильтре емкость первого контура $C_1 = 4 + 5 = 9$ *пф*, а второго контура $C_2 = 2{,}1 + 5 = 7{,}1$ *пф*, откуда

$$C = \sqrt{C_1 C_2} = \sqrt{9 \cdot 7{,}1} = 8 \text{ пф}.$$

Находим условный коэффициент усиления:
для первого случая

$$K_{01} = \frac{S}{2\pi C \Pi_{0,7}} = \frac{5,2\cdot10^{-3}}{2\pi\cdot16,1\cdot10^{-12}\cdot10\cdot10^{6}} = 5,15,$$

а для второго случая

$$K_{01} = \frac{S}{2\pi C \Pi_{0,7}} = \frac{5,2\cdot10^{-3}}{2\pi\cdot8\cdot10^{-12}\cdot10\cdot10^{6}} = 10,35.$$

Можно определить, что при одноконтурных настроенных на одну частоту каскадах нужный коэффициент усиления получить невозможно, так как при семи каскадах коэффициент усиления достигает лишь 37, а при дальнейшем увеличении числа каскадов начинает падать.

Коэффициент усиления свыше 6 000 можно получить при применении попарно расстроенных каскадов, причем требуется при критической расстройке восемь, при максимально допустимой шесть каскадов, а для усилителя с двухконтурными фильтрами при критической связи шесть, а при максимально допустимой пять каскадов. Хотя при критической связи требуется на один каскад больше, чем при максимально допустимой, однако критическая связь наиболее удобна при регулировке усилителя, а потому остановимся на ней, при этом $\psi_1(n)=200$, а коэффициент усиления всего усилителя

$$K_0 = \frac{K_{01}^n}{\psi_1(n)} = \frac{10,35^6}{200} = 6\,180.$$

Находим коэффициент усиления одного каскада:

$$K = \sqrt[n]{K_0} = \sqrt[6]{6\,180} = 4,29.$$

Проверяем каскад на устойчивость работы:

$$K_{\text{уст}} = 0,42\sqrt{\frac{5,2\cdot10^{-3}}{2\pi\cdot60\cdot10^{6}\cdot10^{-12}}} = 13,16.$$

Таким образом, усилитель работает устойчиво.

Находим ослабление на границе полосы для одного каскада в децибелах:

$$Se' = \frac{3}{n} = \frac{3}{6} = 0,5.$$

При критической связи по графику табл. 12-16 этому ослаблению соответствует обобщенная расстройка $\xi_1 \approx 0,7$. Отсюда эквивалентное затухание контуров

$$d_{\text{экв}} = \frac{\Pi_{0,7}}{\xi_1 f_0} = \frac{10}{0,7\cdot60} = 0,24.$$

Рассчитываем элементы контура. Индуктивность контурных катушек равна:

$$L = \frac{2,53\cdot10^{10}}{Cf_0^2} = \frac{2,53\cdot10^{10}}{8\,(60\cdot10^{3})^2} = 0,8 \text{ мкгн}.$$

Коэффициент связи между катушками

$$K_{св} = \beta d_в = 1 \cdot 0,24 = 0,24.$$

При трансформаторной связи коэффициент взаимоиндукции

$$M = K_{св}L = 0,24 \cdot 0,88 = 0,21 \text{ мкгн.}$$

Так как емкости контуров фильтра различны, то для настройки в резонанс требуется несколько изменить индуктивности катушек, что обычно достигается при регулировке собранного усилителя.

Эквивалентная добротность, как мы видим, весьма низкая, что естественно при широкой полосе. Такую добротность можно получить, шунтируя катушки сопротивлениями. При расчете шунтов необходимо учитывать входную и выходную проводимости ламп, которые на частоте 60 *Мгц* заметно повышаются. Об этом подробно будет сказано в гл. 18.

12-7. РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

В некоторых случаях желательно изменять полосу пропускания радиоприемника. Чем шире полоса, тем меньше величина частотных искажений, но тем ниже избирательность и тем больше возможность проникновения в приемник различных помех. Если приемник радиовещательный, то при приеме близких станций, напряженность поля от которых достаточно велика по сравнению с напряженностью от помех, целесообразно иметь широкую полосу. Если же, наоборот, принимается дальняя станция, создающая малую напряженность поля, то полоса должна быть значительно у́же. Если приемник рассчитан на работу в различных режимах, например для приема телефонных и телеграфных сигналов, то регулировка полосы значительно улучшает его качества: для приема телеграфных сигналов с обычной скоростью передачи достаточна полоса в сотни и даже десятки герц, что может значительно повысить избирательность приемника, тогда как принимать телефонные сигналы при такой узкой полосе невозможно.

Для регулировки полосы пропускания можно применить различные методы. Применяется как плавная регулировка, так и скачкообразная (обычно на два положения). Так как полоса супергетеродинных приемников определяется прежде всего полосой усилителя промежуточной частоты, то именно в них и применяется устройство для этой регулировки. Если фильтры каскадов усилителя одноконтурные, то регулировку полосы можно осуществить либо изменением величины шунтирующих контуры сопротивлений, ли-

бо взаимной расстройкой контуров пары каскадов. Однако чаще для регулирования полосы применяются каскады с двухконтурными фильтрами, где регулировать полосу можно изменением связи между контурами.

В фильтрах с трансформаторной связью плавная регулировка производится путем механического перемещения катушек фильтра относительно друг друга. При емкостной связи в качестве емкости связи можно применить конденсатор переменной емкости.

Скачкообразная регулировка в фильтрах с емкостной связью производится переключателем емкости связи, а при трансформаторной связи — включением в контур второго фильтра нескольких витков, намотанных вместе с катушкой первого фильтра, что резко увеличивает коэффициент связи.

При расчете усилителя с переменной полосой следует учитывать следующие соображения.

Первоначально усилитель рассчитывается на наиболее узкую полосу, поэтому выбирается резонансная кривая с наименьшим значением фактора связи β. Затем находится значение $\beta_{макс}$ той резонансной кривой, провал которой на резонансной частоте достигает заданного уровня $Se' = \frac{3}{n}$ в децибелах. Это и будет максимально допустимый фактор связи, откуда определится и максимальный коэффициент связи как

$$K_{св.макс} = \beta_{макс} d_{экв}.$$

Если регулировка полосы осуществляется в одном каскаде усилителя, что облегчает его конструкцию, то расчет усложняется графическими построениями: следует произвести сложение графиков регулируемых и нерегулируемых каскадов (если на графиках ослабление дано в децибелах).

Узкая полоса приемников при приеме телеграфных и некоторых других сигналов позволяет применить в них кварцевые фильтры. Одна из схем такого фильтра промежуточной частоты дана на рис. 12-17. В этом фильтре контуры имеют одинаковые параметры, т. е. $L_1 = L_2$ и $\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$. На резонансной частоте кварцевой пластины (которая должна быть равной или очень близкой к резо-

нансной частоте контуров) ее сопротивление приближается к нулю и напряжение на выходе каскада максимальное. Благодаря высокой добротности контура, эквивалентного кварцу, незначительное изменение частоты приводит к увеличению сопротивления кварцевой пластины, а значит, к уменьшению выходного напряжения. Но главное преимущество этой схемы заключается в возможности почти полного подавления частоты f', близкой к принимаемой, что очень важно в приемниках телеграфных сигналов.

Дело в том, что в этих приемниках применяется специальный гетеродин, частота которого отличается от про-

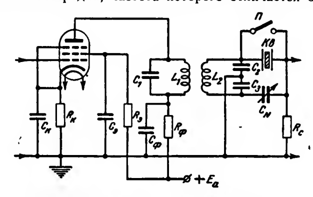


Рис. 12-17. Схема УПЧ с кварцевым фильтром.

межуточной лишь на выбранную звуковую частоту, обычно около 1 *кгц*. Принимаемые сигналы, частота которых преобразуется в промежуточную, вместе с частотой этого гетеродина создают биения разностной частоты (приблизительно 1 *кгц*), которые после детектирования и усиления подаются на телефон. Этот принцип действия ничем не отличается от принципа действия преобразовательного каскада; как и в нем, здесь получается зеркальный канал, частота которого отличается от резонансной промежуточной частоты лишь на удвоенную величину выбранной звуковой частоты (приблизительно 2 *кгц*). Если на соответствующей частоте работает другая станция, то ее сигналы также будут прослушиваться, так как расстройка в 2 *кгц* слишком незначительна для усилителя промежуточной частоты, а тем более для входных цепей и усилителя высокой частоты.

В рассмотренной схеме выход каскада включен в одну из диагоналей моста, как это показано на рис. 12-18,*а*. На

частоте, отличной от резонансной, кварц обладает лишь емкостным сопротивлением кварцедержателя (причем диэлектриком служит сама кварцевая пластина). При этом на некоторой частоте f' мост будет сбалансирован и напряжения этой частоты на выходе не будет. Изменяя емкость переменного конденсатора C_N, можно изменять частоту f' и сделать так, чтобы она была равной частоте помехи; тогда помеха на выходе приемника подавляется. Ре-

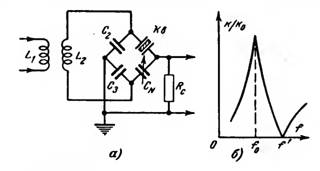


Рис. 12-18. Эквивалентная схема и резонансная характеристика кварцевого фильтра.

зонансная характеристика такого усилителя показана на рис. 12-18,*б*.

Схема, изображенная на рис. 12-17, имеет очень узкую полосу частот, поэтому часто применяют более сложные схемы фильтров с применением кварца. Если в подобных приемниках следует перейти на работу с обычной полосой, то кварц замыкается выключателем *П*.

Иногда для регулировки полосы применяется положительная обратная связь, уменьшающая затухание контуров. Однако применение положительной обратной связи (принцип действия которой будет разобран в гл. 17) в усилителях промежуточной частоты обычно не дает значительных преимуществ.

Необходимо отметить, что регулировка полосы усилителя неизбежно приводит к изменению его коэффициента усиления, что следует учитывать при расчетах.

Для получения высокого коэффициента прямоугольности в усилителях иногда применяются фильтры сосредоточенной избирательности, имеющие несколько контуров. Одна из подобных схем приведена на рис. 12-19,*а*, а зави-

симость затухания α от частоты f дана на рис. 12-19,б. Как видно из частотной характеристики, коэффициент усиления в пределах полосы от f_1 до f_2 почти неизменен (он равен $SR_н$, где $R_н$ — сопротивление нагрузки), а за пре-

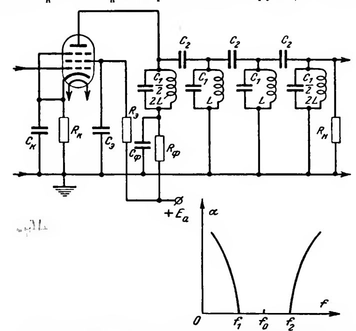


Рис. 12-19. Схема УПЧ с фильтром сосредоточенной избирательности и зависимость затухания от частоты для этого фильтра.

делами этой полосы затухание резко увеличивается. Элементы этого фильтра, работа которого подробно рассматривается в теории дальней связи по проводам, можно рассчитать по следующим формулам:

$$L = \frac{(f_2 - f_1) R}{4\pi f_1 f_2}; \; C_1 = \frac{f_1}{\pi f_2 (f_2 - f_1) R} \text{ и } C_2 = \frac{f_2 + f_1}{4\pi f_1 f_2 R}.$$

12-8. ИСКАЖЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

В усилителях промежуточной частоты возможно появление тех же искажений принимаемого сигнала, что и в усилителях высокой частоты. Однако усилители промежу-

точной частоты имеют обычно более узкую полосу, что вызывает искажение формы кратковременных импульсных сигналов, применяемых, например, в радиолокации. Поэтому в этом параграфе мы и рассмотрим искажения импульсов при прохождении их через усилитель.

Как мы уже выяснили, анодную нагрузку каскада усилителя промежуточной частоты можно заменить эквивалентным последовательным контуром или системой связанных контуров. Из курса основ радиотехники известно, что если к контуру мгновенно приложить синусоидально изменяющееся напряжение, то в контуре возникают колебания тока с амплитудой, нарастающей до величины, равной $I_m = \frac{E_m}{r}$ (а соответственно нарастает и амплитуда напряжения на элементах контура). Это объясняется тем, что при приложении напряжения в контуре возникают собственные колебания, фаза которых противоположна фазе приложенной э. д. с. По мере затухания собственных колебаний амплитуда результирующих колебаний возрастает до величины вынужденных колебаний. По этой же причине после прекращения действия э. д. с. колебания в контуре срываются не сразу, а лишь постепенно угасают. Чем выше добротность контура, тем дольше длятся собственные колебания его, а значит, медленнее нарастает амплитуда колебаний при приложении э. д. с. и медленнее уменьшается амплитуда при прекращении действия э. д. с. На рис 12-20 показано изменение приложенной к контуру э. д. с. E и изменение тока в нем I, напряжений на катушке индуктивности U_L и на конденсаторе U_C. Форма приложенной к контуру э. д. с. соответствует форме подводимого к усилителю входного напряжения, а напряжение на конденсаторе контура является выходным напряжением усилителя.

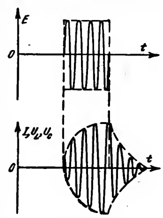


Рис. 12-20. Воздействие импульса прямоугольной формы на колебательный контур.

Как видно из рис. 12-20, форма импульса при прохождении через усилитель значительно изменяется. Лишь спустя некоторое время после приема импульса выходное

напряжение может достигнуть величины, которая требуется для приведения в действие выходного устройства, а если длительность импульса мала, то за время его действия выходное напряжение может вообще не достигнуть требуемого уровня и тогда импульс не будет воспроизведен выходным устройством.

Искажение формы импульса можно оценить с помощью переходных характеристик, показывающих изменение

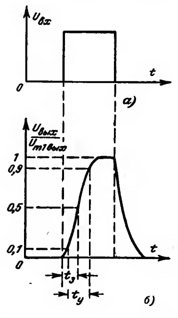


Рис. 12-21. Искажение огибающей импульса в УПЧ.

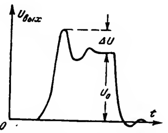


Рис. 12-22. Выброс переходной характеристики.

амплитуды выходного импульса во времени при действии на усилитель входного импульса прямоугольной формы. На рис. 12-21,*б* показана типичная переходная характеристика усилителя с одиночным контуром. Для числового сравнения различных усилителей, а также расчета усилителя вводятся понятия времени запаздывания импульса $t_з$, проходящего между началом действия входного импульса и моментом, когда амплитуда выходного импульса достигнет половины своего значения, и времени установления импульса $t_у$, соответствующего промежутку между моментом, когда амплитуда выходного импульса равна $0{,}1\,U_{макс}$, и моментом, когда она достигает значения $0{,}9\,U_{макс}$. Чем больше величины $t_з$ и $t_у$, тем больше искажения претерпевает импульс в усилителя.

Однако форма импульса может еще больше исказиться, если применяется усилитель с двухконтурными фильтрами или с попарно расстроенными каскадами. Тогда контуры имеют свои собственные частоты, отличные от промежуточной частоты, действия которых приводят к форме переходной характеристики, показанной на рис. 12-22. Чем сильнее связь между контурами двухконтурного фильтра или больше расстройка контуров попарно расстроенных каскадов, тем больше значение выброса характеристики ΔU, который определяется обычно в процентах к нормальной амплитуде U_0, т. е. $\frac{\Delta U}{U_0} \times 100\%$. Таким образом, искажения импульсных сигналов можно характеризовать тремя величинами: временем установления импульса, временем запаздывания импульса и процентным отношением выброса амплитуды.

Чем выше добротность контура, тем дольше сохраняются его свободные колебания, что приводит к большему искажению импульсного сигнала. Так как добротность контура связана с его полосой пропускания, то можно найти связь между полосой и величиной искажения импульсов.

Работа приемника при прохождении импульсного сигнала вызывает, как мы видим, переходный, или, иначе, нестационарный режим, связанный с переходом приемника от работы без сигнала к установившейся работе при приеме сигнала. Этому вопросу, имеющему особо важное значение в радиолокационных приемниках, было посвящено немало работ. К ним относятся, в частности, работы Асеева, Евтянова, Гоноровского, Волина и других советских ученых.

На основании всех этих работ были установлены следующие зависимости.

Время установления $t_у$ обратно пропорционально полосе пропускания, иначе говоря,

$$t_у = \frac{1}{П_{0,7}}. \qquad (12\text{-}37)$$

Время запаздывания $t_з$, особенно важное при расчете радиолокационных приемников, определяется из соотношения

$$t_з = \frac{\alpha}{П_{0,7}}, \qquad (12\text{-}38)$$

где величина α зависит от выбранной схемы и числа каскадов усилителя. Величина α колеблется от 0,3 до 3. При предварительном расчете приемника можно взять величину $\alpha=1$ (это почти точно получается у шестикаскадного усилителя с попарно расстроенными контурами или трехкаскадного с двухконтурными фильтрами при критической величине расстройки или связи).

Величина выброса переходной характеристики зависит прежде всего от величины расстройки между собственными частотами контуров усилителя. В случае, если применен усилитель с настроенными на одну частоту контурами, выброс переходной характеристики отсутствует. Чем больше расстройка попарно расстроенных каскадов или больше связь контуров в каскадах с двухконтурными фильтрами, тем больше величина выброса, достигающая в некоторых случаях 25% и более.

Поступающий на вход усилителя прямоугольный импульс с помощью теоремы Фурье можно разложить на бесконечное число синусоидальных колебаний, занимающих бесконечно широкий спектр радиочастот. Чем шире полоса усилителя, тем большее число составляющих импульс частот он может усилить. Поэтому стремление к получению идеальной резонансной кривой, близкой к прямоугольнику, не улучшает, а, наоборот, может ухудшить форму импульсных сигналов, так как срезает высшие гармоники импульсного сигнала.

Если на вход усилителя поступает импульс не прямоугольной, а иной формы, количественные результаты могут получиться иными, но физика процессов, протекающих в усилителе, будет та же.

Краткие выводы

Усилитель промежуточной частоты является в большинстве случаев основным усилителем приемника, определяющим его общее усиление и избирательность.

Основным требованием, предъявляемым к усилителю промежуточной частоты, является получение максимального усиления в определенной полосе частот; за пределами этой полосы усиление должно быть как можно меньшим (если речь не идет об усилении импульсных сигналов).

Схемы усилителя промежуточной частоты различаются числом контуров, включенных в анодную цепь, их настройкой и связью. Усилитель с одиночными контурами в каж-

дом каскаде, настроенными на промежуточную частоту, дает наименьшее искажение сигналов, требующих широкую полосу, в частности импульсных сигналов. Однако его коэффициент прямоугольности слишком мал; поэтому при требовании узкой полосы пропускания у такого усилителя слишком мала избирательность, а при широкой полосе он дает слишком малый коэффициент усиления.

Для расширения полосы и улучшения избирательных свойств усилителя применяется схема с попарно расстроенными контурами. Чем больше взаимная расстройка контуров, тем шире полоса и больше коэффициент прямоугольности, а значит, выше избирательность. Когда расстройка превосходит критическую, резонансная кривая становится двугорбой, что затрудняет регулировку усилителя, а при приеме импульсных сигналов дает выброс переходной характеристики.

Хороший коэффициент прямоугольности имеют усилители с двухконтурными фильтрами. При узкой полосе только они могут обеспечить высокую избирательность и нужный коэффициент усиления, не требуя большого числа каскадов.

Для получения очень высокого коэффициента прямоугольности применяются каскады и фильтры сосредоточенной избирательности, а чтобы получить узкую полосу для приема, например, телеграфных сигналов на фоне высокого уровня помех, применяются кварцевые фильтры.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие требоваиия предъявляются к усилителю промежуточиой частоты?

2. Какие схемы усилителей промежуточиой частоты вы зиаете?

3. Отчего зависит коэффициент усиления каскада УПЧ?

4. Можно ли получить любой коэффициент усилеиия при задаиной полосе у усилителя с одиночными иастроеиными на одиу частоту коитурами?

5. Как измеияются коэффициеиты усилеиия и прямоугольиости от величины связи между коитурами усилителя с двухкоитуриыми фильтрами?

6. Как можио регулировать полосу пропускаиия УПЧ?

7. Дайте сравнительиую характеристику различных схем усилителей промежуточиой частоты.

ЗАДАЧИ

1. Рассчитать усилитель промежуточиой частоты с коэффициентом усиления $K \geqslant 1\,000$ при полосе пропускаиия 6 *кгц*.

2. Рассчитать усилитель промежуточной частоты приемника импульсных сигналов, имеющий коэффициент усилеиия $K \geqslant 800$ и полосу пропускания 1 *Мгц*.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

13-1. ПРИНЦИП ДЕТЕКТИРОВАНИЯ

Усиливаемое в приемнике напряжение высокой и промежуточной частоты не является тем сигналом, который должен привести в действие выходной аппарат, токи высокой частоты нужны были лишь затем, чтобы запечатлеть на себе передаваемый сигнал и возбудить электромагнитные волны, перенесшие этот сигнал в место приема. В усиливаемом напряжении высокой частоты напряжение сигнала отсутствует; но один из параметров усиливаемого напряжения (амплитуда, частота или фаза) изменяется по закону передаваемого сигнала, а само напряжение называется модулированным напряжением высокой частоты.

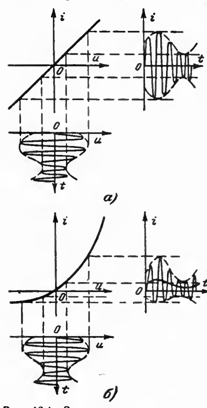


Рис. 13-1. Зависимость тока от напряжения в линейном и нелинейном элементах.

Процесс образования напряжения сигнала из модулированного напряжения высокой частоты называется детектированием, а устройство, где происходит этот процесс, называется детектором. Первоначально рассмотрим детектирование при амплитудной модуляции.

Ни одно линейное устройство, т. е. такое устройство, в котором ток согласно закону Ома прямо пропорционален приложенному напряжению, не способно создать напряжение новых частот. Наоборот, нелинейное устройство всегда создает новые частоты. Это хорошо видно из рис. 13-1.

На первом рисунке представлена вольт-амперная характеристика линейного устройства. Как мы видим, ток i, созданный в этом устройстве напряжением u, точно повторяет его форму. На втором рисунке изображена вольт-амперная характеристика нелинейного устройства. Здесь ток уже не повторяет форму приложенного напряжения: положительные импульсы его вытянулись, а отрицательные сократились. В результате возникают новые частоты, в том числе напряжение частоты, изображенное на графике жирной линией, проведенной посередине между вершинами амплитуд. Не трудно убедиться, что эта кривая повторяет форму огибающей кривой приложенного напряжения, т. е. форму сигнала. Если в цепь тока будет включено сопротивление, величина которого велика для возникшей частоты сигнала и мала для всех остальных частот, то на сопротивлении возникнет напряжение частоты сигнала, которое затем можно усилить в усилителе низкой частоты и подать на выходной аппарат. На этом принципе и работают все схемы детекторов амплитудно-модулированных сигналов.

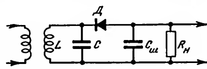


Рис. 13-2. Принципиальная схема детекторного каскада.

На рис. 13-2 представлена простейшая схема детекторного каскада. Модулированное напряжение высокой частоты с УВЧ или УПЧ подается на контур LC. Так как емкость $C_ш$ выбирается достаточно большой, то все напряжение, развиваемое на контуре, оказывается приложенным к нелинейному элементу $Д$. Для возникшего при этом тока низкой частоты емкость $C_ш$ слишком мала (сопротивление велико) и ток течет через сопротивление нагрузки $R_н$. Ток высокой частоты свободно замыкается через $C_ш$, не создавая на сопротивлении нагрузки заметного падения напряжения. Поэтому на сопротивлении $R_н$ создается лишь напряжение от тока низкой частоты, которое и поступает в усилитель низкой частоты.

Детекторный каскад характеризуется следующими параметрами: 1) коэффициентом передачи напряжения; 2) величиной входного сопротивления; 3) коэффициентом частотных искажений и 4) коэффициентом нелинейных искажений.

Коэффициентом передачи напряжения $K_д$ называется отношение амплитуды выходного напряжения низкой частоты U_Ω к амплитуде огибающей кривой входного напряжения mU_m:

$$K_д = \frac{U_\Omega}{mU_m}. \quad (13\text{-}1)$$

Этот коэффициент аналогичен коэффициенту усиления в усилительных каскадах; естественно, что стремятся сделать его как можно больше.

Входным сопротивлением детектора называется отношение амплитуды приложенного к детекторному каскаду напряжения высокой частоты к амплитуде первой гармоники тока высокой частоты, проходящего через него. Чем выше входное сопротивление детектора, тем меньше детекторный каскад шунтирует анодный контур предыдущего каскада, а значит, тем выше коэффициент усиления и избирательность последнего.

Определение двух последних коэффициентов уже известно нам из глав, посвященных усилителю низкой частоты, и в особом пояснении не нуждается. Естественно, что следует стремиться сделать величины коэффициентов частотных и нелинейных искажений как можно меньше.

В качестве нелинейных элементов в детекторных каскадах применяются радиолампы: диоды, триоды или пентоды, а также кристаллические диоды. При использовании триода или пентода в зависимости от схемы различают сеточное, анодное и катодное детектирование.

13-2. ДИОДНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Как видно из рис. 13-3, схема диодного детектирования должна состоять из трех обязательных элементов: источника модулированных колебаний высокой частоты, нелинейного элемента — диода и сопротивления нагрузки. Кроме того, всегда должен быть конденсатор, через который напряжение высокой частоты поступает на диод. В зависимости от того, как включены эти три элемента, различают две схемы детектирования: последовательную и параллельную. Последовательная схема диодного детектора изображена на рис. 13-4. Здесь все три элемента: источник (контур L_2C_2), диод и сопротивление нагрузки $R_н$ включены последовательно. Однако бывают случаи, когда диод не может быть непосредственно подключен к конту-

ру. На рис. 13-5 изображена схема, в которой одиночный контур последнего каскада усилителя находится под высоким анодным напряжением. В этом случае применяется параллельная схема диодного детектора, в которой контур, диод и сопротивление нагрузки включены параллельно; конденсатор C включается так, чтобы, пропуская на диод напряжение высокой частоты, не допустить попадания на диод высокого анодного напряжения.

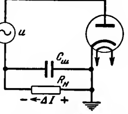


Рис. 13-3. Схема диодного детектора при наличии сопротивления нагрузки.

Принцип действия параллельной схемы детектора аналогичен принципу действия последовательной схемы.

Чтобы вывести соотношения, позволяющие определить параметры детекторного каскада, необходимо знать вид вольт-амперной характеристики нелинейного элемента. Эти характеристики для различных типов детекторов различны, однако все они имеют две более или менее прямолинейные ветви, имеющие различные наклоны к осям координат, и среднюю криволинейную часть,

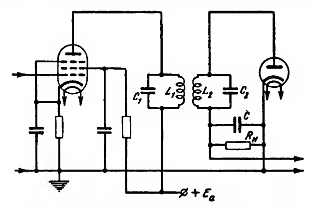


Рис. 13-4. Последовательная схема диодного детектора.

близкую к квадратичной кривой, соединяющей две ветви. Типичная вольт-амперная характеристика диода показана на рис. 13-6. Она имеет прямоугольную ветвь левее точки A, сливающуюся с осью абсцисс, круто поднимающуюся прямолинейную ветвь правее точки $Б$ и короткий криволи-

нейный участок между точками *А* и *Б*. Если амплитуда приложенного напряжения очень мала, то любой весьма малый участок (например *А—А'*) можно считать прямолинейным, а потому никакого детектирования произойти не может. При увеличении амплитуды приложенного к де-

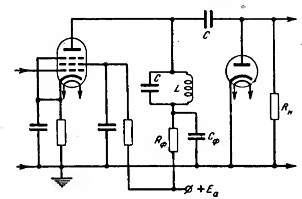


Рис. 13-5. Параллельная схема диодного детектора.

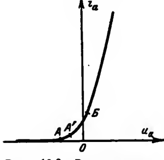


Рис. 13-6. Вольт-амперная характеристика диода.

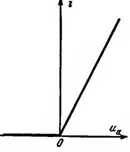


Рис. 13-7. Идеализированная характеристика диода.

тектору напряжения кривизна вольт-амперной характеристики возрастает и в анодном токе появляется составляющая низкой частоты, как это показано на рис. 13-1,*б*; при этом, конечно, возникают и другие частоты, создающие нелинейные искажения. При дальнейшем увеличении амплитуды напряжения кривизна все более возрастает, отчего увеличивается детекторный эффект.

Если амплитуда приложенного напряжения достаточно велика (для диодного детектора 0,3—0,5 *в* и больше), то реальную вольт-амперную характеристику можно заменить идеализированной, показанной на рис. 13-7. Идеализированная характеристика состоит из двух прямых, сливающихся с прямолинейными участками релейной характеристики, соединяющихся под углом в начале координат. При такой форме характеристики уменьшаются искажения, а коэффициент передачи напряжения, достигнув максимума, уже не зависит от амплитуды приложенного напряжения. Такой режим работы называется линейным детектированием (в отличие от предыдущего режима, называемого квадратичным детектированием). Получить напряжение на входе детекторного каскада 0,5 *в* и более с помощью повышения коэффициента усиления приемника до детектора не представляет значительной трудности, а так как линейное детектирование, как мы видим, лучше квадратичного, то практически приемник всегда рассчитывают так, чтобы детектор работал в режиме линейного детектирования.

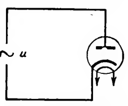


Рис. 13-8. Схема диодного детектора при $R_н = 0$.

Рассмотрим, от каких причин зависят величины параметров детектора. Первоначально будем считать, что на вход детекторного каскада приложено немодулированное напряжение высокой частоты:

$$u = U_m \cos \omega t.$$

Если сопротивление нагрузки равно нулю (рис. 13-8), то рабочая точка находится в начале характеристики диода и ток течет через диод в виде импульсов (положительных полуволн). Амплитуда импульсов тока равна:

$$i_{макс} = \frac{U_m}{R_i},$$

где R_i — внутреннее сопротивление диода.

На графике тока (рис. 13-9) по оси абсцисс отложены углы ωt, что легко получить из оси времени, умножив соответствующие точки оси на постоянную величину частоты ω.

Величина угла, соответствующего половине импульса тока, называется углом отсечки θ. Из графика нетрудно видеть, что угол отсечки получается $\theta=\frac{\pi}{2}$, так как он занимает четверть периода (в угловом масштабе период равен 2π).

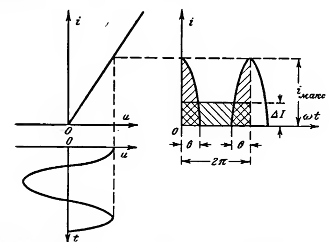


Рис. 13-9. График отсечки тока при $R_н=0$.

Как и в случае выпрямления переменного тока, наличие лишь положительных импульсов тока создает постоянную составляющую ΔI, величину которой можно определить исходя из того, что площадь прямоугольника равна площади импульса (заштриховано на рисунке).

Площадь прямоугольника $\Delta I\ 2\pi$, а площадь импульса

$$\int_0^{2\pi} i\,d(\omega t)=\int_0^{\theta} i\,d(\omega t)+\int_{2\pi-\theta}^{2\pi} i\,d(\omega t)=2\int_0^{\theta} i\,d(\omega t). \qquad (13\text{-}2)$$

Отсюда

$$\Delta I=\frac{1}{\pi}\int_0^{\theta} i\,d(\omega t)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\theta}\frac{U_m}{R_i}\cos\omega t\,d(\omega t)=$$

$$=\frac{U_m}{\pi R_i}\int_0^{\pi}\cos\omega t\,d(\omega t)=\frac{U_m}{\pi R_i}. \qquad (13\text{-}3)$$

Таким образом, величина постоянной составляющей тока при отсутствии нагрузки равна:

$$\Delta I = \frac{U_m}{\pi R_i} = \frac{i_{\text{макс}}}{\pi}. \quad (13\text{-}4)$$

Зависимость приращения тока через детектор ΔI от амплитуды переменного напряжения U_m называется детекторной характеристикой. Вид этой характеристики показан на рис. 13-10. Из формулы (13-4) видно, что детекторная характеристика для линейного детектора при $R_н = 0$ представляет собой прямую, проходящую через начало координат.

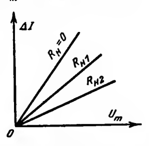


Рис. 13-10. Детекторные характеристики при разных сопротивлениях нагрузки ($R_{н1} < R_{н2}$).

Рассмотрим теперь работу детекторного каскада при наличии сопротивления нагрузки (рис. 13-3). В этом случае постоянная составляющая тока ΔI создает на сопротивлении нагрузки постоянное напряжение ΔU, которое окажется приложенным минусом к аноду и плюсом к катоду. Поэтому рабочая точка на вольт-амперной характеристике сдвинется влево от начала координат на величину ΔU. Высота импульсов тока при той же амплитуде напряжения уменьшится и угол отсечки θ станет меньше $\frac{\pi}{2}$.

Из рис. 13-11 нетрудно убедиться, что

$$\frac{\Delta U}{U_m} = \cos\theta. \quad (13\text{-}5)$$

Напряжение, приложенное к диоду, в этом случае равно:

$$u = U_m \cos\omega t - \Delta U = U_m\left(\cos\omega t - \frac{\Delta U}{U_m}\right) = U_m(\cos\omega t - \cos\theta).$$

Ток через диод равен:

$$i = \frac{u}{R_i} = \frac{U_m}{R_1}(\cos\omega t - \cos\theta). \quad (13\text{-}6)$$

Теперь можно определить величину продетектированного тока ΔI:

$$\Delta I = \frac{1}{\pi}\int_0^\theta i d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi R_i}\int_0^\theta (\cos \omega t - \cos \theta)\, d(\omega t) =$$

$$= \frac{U_m}{\pi R_i}\left[\int_0^\theta \cos \omega t d(\omega t) - \cos \theta \int_0^\theta d(\omega t)\right].$$

Рис. 13-11. График отсечки тока при наличии сопротивления нагрузки.

После интегрирования получим:

$$\Delta I = \frac{U_m}{\pi R_i}(\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (13\text{-}7)$$

Постоянное напряжение на нагрузке равно:

$$\Delta U = \Delta I R_н = \frac{U_m R_н}{\pi R_i}(\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (13\text{-}8)$$

Разделив выражение (13-8) на U_m, получим:

$$\frac{\Delta U}{U_m} = \cos \theta = \frac{R_н}{\pi R_i}(\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (13\text{-}9)$$

откуда

$$\frac{\pi R_i}{R_н} = \operatorname{tg}\theta - \theta. \qquad (13\text{-}10)$$

Уравнение (13-10) показывает, что угол отсечки зависит только от сопротивления нагрузки и параметров диода $\left(R_i \text{ или } S = \frac{1}{R_i}\right)$ и не зависит от амплитуды напряжения высокой частоты. Чем больше сопротивление нагрузки, тем меньше угол отсечки θ. Зависимость функции $\operatorname{tg}\theta - \theta$ от угла θ дана на рис. 13-12.

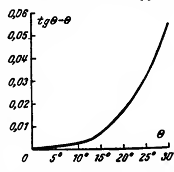


Рис. 13-12. График зависимости $\operatorname{tg}\theta - \theta = f(\theta)$.

Из формулы (13-7) видно, что и в случае наличия сопротивления нагрузки зависимость тока ΔI от амплитуды напряжения высокой частоты U_m остается прямолинейной, и чем больше сопротивление нагрузки, тем меньше угол θ, меньше функция $\operatorname{tg}\theta - \theta$. Поэтому детекторная характеристика при увеличении сопротивления нагрузки, оставаясь прямолинейной, идет более полого, как это показано на рис. 13-10.

Определим величину входного сопротивления линейного детектора. Обычно сопротивление нагрузки во много раз превышает внутреннее сопротивление диода; поэтому угол θ редко превышает $10°$, что дает $\cos\theta \approx 1$. Тогда $U_m \approx \Delta U$.

Мощность, подводимая к детектору, равна:

$$P = \frac{U_m^2}{2R_{вх}},$$

а мощность, расходуемая на сопротивление нагрузки, равна:

$$P_R = \frac{\Delta U^2}{R_н}.$$

Так как сопротивление нагрузки значительно превышает внутреннее сопротивление диода, то можно считать,

что почти вся подводимая к детектору мощность расходуется на сопротивлении нагрузки, т. е. $P \approx P_R$. Тогда

$$\frac{\Delta U^2}{R_н} = \frac{U_m^2}{2R_{вх}}$$

и окончательно

$$R_{вх} = \frac{R_н}{2}. \qquad (13\text{-}11)$$

Значит, для увеличения входного сопротивления детекторного каскада следует увеличивать его сопротивление нагрузки.

Эквивалентное входное сопротивление для параллельной схемы диодного детектора получается ниже, так как в ней диод и сопротивление нагрузки включены параллельно. Величину эквивалентного входного сопротивления можно определить следующим образом:

$$R_{вх.э} = \frac{R_{вх} R_н}{R_{вх} + R_н} = \frac{\frac{1}{2} R_н R_н}{\frac{1}{2} R_н + R_н},$$

откуда окончательно

$$R_{вх.э} = \frac{1}{3} R_н.$$

Кроме того, при параллельной схеме все напряжение высокой частоты, подводимое к диоду, поступает на выход детекторного каскада, что заставляет применять на выходе специальные фильтры высокой частоты.

Поэтому параллельная схема применяется лишь при невозможности применить последовательную схему.

Рассмотрим теперь процессы, сопровождающие линейное детектирование модулированных колебаний.

Амплитудно-модулированное колебание можно записать в виде

$$U_м = U_m (1 + m \cos \Omega t). \qquad (13\text{-}12)$$

Следовательно, ток равен:

$$\Delta I = \frac{U_м}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta) =$$

$$= \frac{U_m}{\pi R_i} (1 + m \cos \Omega t)(\sin \theta - \theta \cos \theta) =$$

$$= \frac{U_m}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta) + \frac{m U_m}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t. \qquad (13\text{-}13)$$

Из формулы (13-13) видно, что в результате детектирования ток в нагрузке состоит из двух слагаемых. Первое слагаемое не изменяется во времени и является постоянной составляющей:

$$\Delta I_0 = \frac{U_m}{\pi R_i} (\sin\theta - \theta\cos\theta). \qquad (13\text{-}14)$$

Второе слагаемое изменяется во времени с низкой частотой Ω и является полезной низкочастотной составляющей тока, амплитуда которой

$$I_\Omega = \frac{mU_m}{\pi R_i} (\sin\theta - \theta\cos\theta). \qquad (13\text{-}15)$$

Отсутствие в формуле (13-13) составляющих тока других частот, в частности 2Ω, 3Ω и т. д., показывает, что при линейном детектировании модулированных колебаний никаких гармоник или иных частот не возникает, т. е. детектирование происходит без нелинейных искажений.

Переменная составляющая тока создает на сопротивлении нагрузки переменное напряжение низкой частоты, равное:

$$U_\Omega = I_\Omega R_н = \frac{mU_m R_н}{\pi R_i} (\sin\theta - \theta\cos\theta). \qquad (13\text{-}16)$$

Подставив в выражение (13-16) уравнение (13-9), получим:

$$U_\Omega = mU_m \cos\theta,$$

откуда

$$K_д = \frac{U_\Omega}{mU_m} = \cos\theta. \qquad (13\text{-}17)$$

Из формулы (13-17) видно, что коэффициент передачи напряжения линейного детектора не зависит от амплитуды приложенного напряжения и тем больше, чем меньше угол отсечки, или, что то же, чем больше сопротивление нагрузки. Так как сопротивление нагрузки берется значительно больше внутреннего сопротивления диода и угол отсечки мал, то коэффициент передачи напряжения обычно бывает близок к единице, имея значения 0,8—0,95.

На рис. 13-13 показан график приложенного к диоду напряжения и получающегося тока. Так как напряжение смещения ΔU, кроме постоянной составляющей, имеет и переменную составляющую низкой частоты U_Ω, то средняя линия высокочастотного напряжения приобретает изогнутый характер.

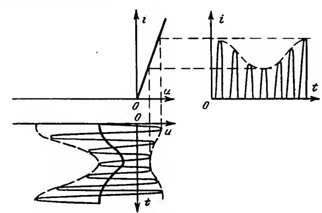


Рис. 13-13. График диодного детектирования.

Рассмотрим теперь, какие искажения возникают в диодном детекторе.

Частотные искажения возникают за счет емкости C, шунтирующей сопротивление нагрузки $R_н$. Если для средних и низших звуковых частот сопротивление этой емкости весьма велико по сравнению с сопротивлением $R_н$, то на высших частотах звукового диапазона эти сопротивления становятся сравнимыми и сопротивление нагрузки приобретает комплексный характер, равный Z, где

$$Z = \frac{R_н \frac{1}{j\Omega C}}{R_н + \frac{1}{j\Omega C}} = \frac{R_н}{1 + j\Omega C R_н}. \qquad (13\text{-}18)$$

Это сопротивление включено совместно с внутренним сопротивлением детекторного диода $R_{i_д} \cdot R_{i_д}$ было бы равно R_i, если бы ток через диод проходил все время. Но мы знаем, что ток проходит через диод лишь $\frac{\theta}{\pi}$ часть пе-

риода, а в остальное время ток равен нулю и сопротивление диода равно бесконечности. Поэтому сопротивление диодного детектора в $\frac{\pi}{\theta}$ раз больше внутреннего сопротивления диода, т. е.

$$R_{i\text{д}} = \frac{\pi}{\theta} R_i. \qquad (13\text{-}19)$$

Исходя из этих соображений, можно вывести следующую формулу для определения коэффициента частотных искажений на высшей звуковой частоте для диодного детектора:

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + \Omega_{\text{в}}^2 C^2 R_{\text{э}}^2}, \qquad (13\text{-}20)$$

где

$$R_{\text{э}} = \frac{R_{\text{н}} R_{i\text{д}}}{R_{\text{н}} + R_{i\text{д}}}.$$

Уменьшить частотные искажения можно путем уменьшения емкости C. Однако частотные искажения, возникающие в детекторном каскаде, нетрудно скорректировать в усилителе низкой частоты. Сложнее обстоит дело с появлением в детекторном каскаде нелинейных искажений, также связанных с выбором емкости C.

В момент положительной полуволны конденсатор C заряжается током, проходящим через диод. Так как внутреннее сопротивление диода в прямом направлении мало, то заряд происходит быстро. В момент отрицательной полуволны диод запирается и конденсатор разряжается через значительное сопротивление нагрузки, и если емкость его велика, то разряд будет происходить медленно. При высокой модулирующей частоте и большой глубине модуляции уменьшение амплитуды колебаний может происходить быстрее, чем разряд конденсатора; тогда напряжение на конденсаторе, а значит, и на выходе каскада, не будет успевать за изменением амплитуд и форма выходного напряжения не будет повторять форму огибающей кривой, как это показано на рис. 13-14. Изменение

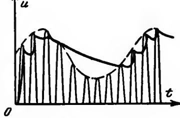


Рис. 13-14. Искажение огибающей кривой при диодном детектировании.

формы огибающей кривой показывает возникновение слагающих с новыми частотами, т. е. наличие нелинейных искажений.

Как показали исследования, нелинейные искажения будут отсутствовать, если постоянная времени разряда конденсатора удовлетворяет неравенству

$$\tau = CR_н \leqslant \frac{\sqrt{1-m^2}}{\Omega_в m}. \tag{13-21}$$

Так как сопротивление нагрузки выбирается исходя из величины входного сопротивления, то по этой формуле можно определить емкость C. Приняв среднее значение коэффициента глубины модуляции 0,6, можно переписать формулу (13-21) в виде

$$C \leqslant \frac{1,5}{\Omega_в R_н}. \tag{13-22}$$

Нелинейные искажения в детекторном каскаде могут возникнуть и за счет цепи сетки первой лампы УНЧ. На рис. 13-15 показана схема соединения выхода детек-

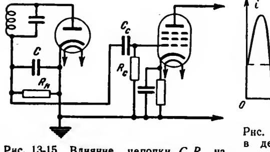


Рис. 13-15. Влияние цепочки C_cR_c на искажения в диодном детекторе.

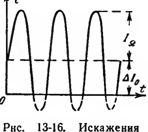


Рис. 13-16. Искажения в детекторном каскаде за счет отсечки выпрямленного тока.

торного каскада с первой лампой УНЧ. Напряжение смещения на лампу УНЧ, как обычно, подается через сопротивление утечки R_c, а чтобы напряжение смещения не изменялось за счет падения напряжения на $R_н$, включен разделительный конденсатор C_c, сопротивление которого для высших звуковых частот ничтожно мало.

Сопротивление нагрузки для постоянной составляющей

тока по-прежнему равно $R_н$, а для переменного тока звуковой частоты оказывается равным

$$R_н' = \frac{R_н R_c}{R_н + R_c} < R_н.$$

По этой причине прн глубокой модуляцнн амплнтуда переменной составляющей звуковой частоты может оказаться больше постоянной составляющей, что приведет к отсечке тока, как показано на рис. 13-16, и вызовет нелинейные нскажения. Чтобы избежать это явление, необходнмо выбрать сопротнвленне R_c раз в 5—10 больше сопрогнвлення $R_н$. Входное сопротивленне детектора в узкополосных приемниках не должно быть менее 0,25 *Мом*,

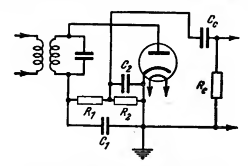


Рис. 13-17. Неполное включенне УНЧ к диодному детектору.

что получнтся при сопротивленни нагрузки 0,5 *Мом*. Чтобы нелннейные нскаження не возннкали, сопротивленне утечки следует взять равным 2,5 — 5 *Мом*. Однако сопротивление утечки не должно превышать 1—1,5 *Мом*, нначе работа уснлнтельного каскада станет неустойчнвой. Это заставляет прнбегать к схеме с неполным включеннем усилнтельного каскада к нагрузке детектора, изображенной на рнс. 13-17. Здесь $R_н = R_1 + R_2$, а сопротнвление R_c включено параллельно лншь части нагрузкн R_2, что уменьшает его влиянне на велнчнну $R_н$. Емкость C_2 включена для улучшения фильтрации высокой частоты.

Необходнмо отметнть нскажения, наблюдаемые при детектнровании импульсных снгналов. С начала действия импульсного сигнала импульсы тока, проходящие через

диод, заряжают конденсатор C, не проходя через сопротивление нагрузки, а потому смещение на диоде отсутствует. По мере заряда конденсатора ток начинает проходить через сопротивление нагрузки и создающееся напряжение сдвигает постепенно рабочую точку на характеристике диода влево, пока не наступит установившийся режим. С момента прекращения действия импульса конденсатор начнет разряжаться через сопротивление нагруз-

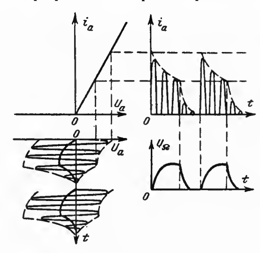


Рис. 13-18. Искажение импульсных сигналов при детектировании.

ки R, поддерживая на нем напряжение. Поэтому прямоугольные высокочастотные импульсы после детектирования дают видеоимпульсы $U_R = f(t)$, показанные на рис. 13-18, форма которых не повторяет форму огибающей кривой входного напряжения.

Особенности расчета диодного детектора, связанные с детектированием импульсных сигналов, рассмотрены в гл. 18.

На рис. 13-19 изображена часто применяющаяся в приемниках схема на двойном диод-триоде (например, 6Г2). На левом диоде собран детектор. С части нагрузки R_2 напряжение через конденсатор $C_ф$ подается на ручной регулятор громкости R_c, а с него — на сетку той же лампы. Потенциометр регулятора громкости одновременно служит сопротивлением утечки. Триодная часть лампы

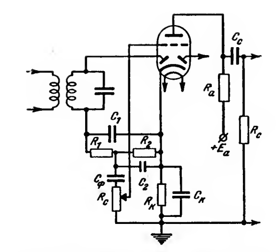


Рис. 13-19. Схема диодного детектора и первого каскада УНЧ с лампой двойной диод-триод.

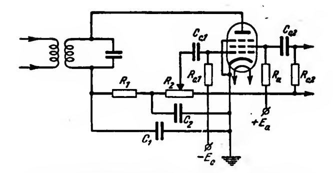


Рис. 13-20. Использоваиие пеитода в каскаде диодного детектора и первого каскада УНЧ.

служит первым каскадом УНЧ. Второй диод лампы может быть использован для целей автоматической регулировки усиления. Двойной диод-триод может быть заменен двойным диодом-пентодом.

На рис. 13-20 представлена схема диодного детектора и первого каскада УНЧ на одном пентоде, применяемая иногда в батарейных приемниках. Здесь анодом УНЧ является экранирующая сетка пентода.

13-3. РАСЧЕТ ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

При расчете диодного детектора из удобства схемы выбираются лампы (двойной диод, если число ламп приемника ие лимитировано, двойиой диод-триод или двойной диод-пеитод, если число ламп в приемнике должно быть ограничено).

Сопротивление иагрузки детектора $R_н$ определяется из величины затухания коитура последнего каскада УПЧ. Если оио неизвестио, можно задаться величииой $R_н = 0{,}5$ *Мом*, после чего находят входное сопротивление $R_{вх} = 0{,}5R_н$ и проверяют, иасколько сильио детекторный каскад шуитирует входиой контур. Необходимо, чтобы $R_{вх} \geqslant 3R_{рез}$.

Задавшись сопротивлеиием утечки $R_с = 0{,}5—1{,}5$ *Мом*, иаходят сопротивлеиие R_2 по формуле

$$R_2 = \frac{R_с}{5 \div 10},$$

после чего определяется сопротивление $R_1 = R_н - R_2$. Желательио, чтобы R_2 было больше R_1, отчего повысится реальиый коэффициеит передачи напряжения детекторного каскада.

Из условия допустимых иелииейных искажений находят емкость C:

$$C = \frac{240}{F_в R_н}, \qquad (13\text{-}23)$$

где C — в пикофарадах, $F_в$ — в килогерцах и $R_н$ — в мегомах.

Задавшись емкостью $C_1 = (0{,}5 \div 0{,}8)C$, иаходят величииу C_2 по формуле

$$C_2 = \frac{C - C_1}{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2}. \qquad (13\text{-}24)$$

Исходя из допустимого коэффициента частотиых искажеиий иа иизшей звуковой частоте $M_н$, определяют величииу емкости разделительиого коидеисатора $C_с$, *пф*:

$$C_с \geqslant \frac{10^{12}}{2\pi F_н R_с \sqrt{M_н^2 - 1}}. \qquad (13\text{-}25)$$

По формуле

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R_i}{R_н}$$

и по графику рис. 13-12 находят угол отсечки θ, а затем и коэффициент передачи напряжения

$$K_д = \cos\theta.$$

Реальный коэффициент передачи напряжения (с учетом делителя напряжения $R_1 - R_2$) равен:

$$K'_д = K_д \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \tag{13-26}$$

Пример расчета диодного детектора

Пусть необходимо рассчитать диодный детектор по следующим данным: диапазон звуковых частот от 80 *гц* до 6 *кгц*; допустимый коэффициент частотных искажений на низших частотах $M_н = 1{,}02$; резонансное сопротивление контура $R_{рез} = 140$ *ком*. Схема позволяет применение отдельной лампы (с условием, что второй диод будет использован в системе АРУ).

Порядок расчета

1. Выбираем лампу двойной диод 6Х6 ($R_i = 250$ *ом*).

2. Выбираем $R_н = 0{,}85$ *Мом*, откуда $R_{вх} = 0{,}5R_н = 0{,}5 \cdot 0{,}85 = 0{,}425$ *Мом*, что удовлетворяет условию $R_{вх} \geqslant 3R_{рез}$, так как $425 \cdot 10^3 > 3 \cdot 140 \cdot 10^3 = 420 \cdot 10^3$ *ом*.

3. Задавшись $R_c = 1$ *Мом*, находим $R_2 = \frac{R_c}{5 \div 10} = \frac{1\,000}{5 \div 10} = 200 \div 100$ *ком*.

Выбираем $R_2 = 200$ *ком* и находим $R_1 = R_н - R_2 = 850 - 200 = 650$ *ком*.

4. Находим

$$C = \frac{240}{F_в R_н} = \frac{240}{6 \cdot 0{,}85} = 47 \text{ пф}.$$

Задавшись емкостью $C_1 = 30$ *пф*, находим емкость C_2:

$$C_2 = \frac{C - C_1}{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2} = \frac{47 - 30}{\left(\frac{200}{650 + 200}\right)^2} = 305 \approx 300 \text{ пф}.$$

5. Находим C_c:

$$C_c \geqslant \frac{10^{12}}{2\pi F_н R_c \sqrt{M_н^2 - 1}} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 80 \cdot 10^6 \sqrt{1{,}02^2 - 1}} = 10^4 \text{ пф}.$$

Оставляем $C_c = 10$ тыс. *пф*.

6. Находим

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R_i}{R_н} = \frac{\pi \cdot 250}{850 \cdot 10^3} = 0{,}925 \cdot 10^{-3}.$$

По графику $\theta \approx 8°$, откуда $K_д = \cos\theta = \cos 8° = 0{,}99$.

7. Находим реальный коэффициент передачи напряжения

$$K'_д = K_д \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}99 \cdot \frac{200}{650 + 200} = 0{,}233.$$

13-4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Полупроводниковый детектор, сменивший на рубеже XX в. когерер и электролитический детектор, почти два десятилетия был единственным типом детектора, но в 20-х годах был полностью вытеснен ламповым и сохранился лишь в простейших любительских приемниках (так называемых детекторных приемниках). Кристаллические детекторы тех лет были чувствительными, но чрезвычайно неустойчивыми в работе.

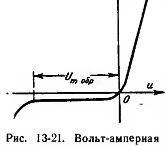


Рис. 13-21. Вольт-амперная характеристика кристаллического диода.

В дальнейшем в связи с развитием техники сверхвысоких частот полупроводниковые детекторы вновь стали применяться благодаря своим преимуществам перед вакуумными: они имеют весьма малые размеры, не требуют расхода энергии на накал катода, имеют малую междуэлектродную емкость (0,5—1 *пф*) и большую крутизну. Применение кристалла из полупроводникового материала кремния или германия и надежность конструкции сделали полупроводниковые детекторы (диоды) механически более прочными, чем вакуумные. Конструкция полупроводникового диода, применяющаяся в диапазоне СВЧ, показана на рис. 18-14 в гл. 18. Конструкция других кристаллических диодов, применяющихся в приемниках более длинных волн, проще, но принципиально не отличается от конструкции диодов, работающих в диапазоне сверхвысоких частот.

Наряду с достоинствами полупроводниковые диоды по сравнению с вакуумными имеют и недостатки. Типичная вольт-амперная характеристика кристаллического диода показана на рис. 13-21. Из характеристики видно, что при

приложении обратного напряжения течет небольшой обратиый ток и потому виутрениее сопротивлеиие диода при обратиом иапряжении хотя и велико, но ие равио бескоиечиости, как у вакуумного. Это обстоятельство приводит к поиижеиию входиого сопротивлеиия детекториого каскада, которое можно определить по формуле

$$R_{вх}=\frac{R_{i\,обр}R_{н}}{2R_{i\,обр}+3R_{н}}. \qquad (13\text{-}27)$$

С повышеиием сопротивлеиия нагрузки входиое сопротивлеиие кристаллического детектора растет в меньшей степеии, чем вакуумиого.

Из рис. 13-21, кроме того, видио, что если обратное иапряжеиие превзойдет определениую величиию ($U_{m\,обр}$), сопротивление детектора резко падает; это напряжеиие для разных типов диодов колеблется в широких пределах: от едиииц вольт до 100 и более вольт.

В настоящее время для целей детектирования часто примеияются гермаииевые диоды типа ДГ-Ц.

Расчет детекторного каскада иа кристаллическом диоде, за исключением определеиия входиого сопротивлеиия, можио производить по тем же формулам, как и для детектора с вакуумным диодом.

13-5. СЕТОЧНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Диодный детектор имеет коэффициеит передачи напряжения, меиьший единицы, т. е. ие обладает усилительиыми свойствами. Для того чтобы детекториый каскад усиливал сигнал, необходимо примеиить в ием усилительиую лампу: триод или пеитод. В этих лампах имеются две иелииейные вольт-ампериые характеристики, которые могут быть использованы для целей детектирования: зависимость сеточного тока от сеточиого напряжения $i_c=f_1(u_c)$ и зависимость аиодиого тока от сеточного иапряжеиия $i_a=f_2(u_c)$ (нелииейиостью зависимости аиодного тока от аиодиого иапряжеиия воспользоваться можно, только отказавшись от усиления сигнала, так как для использования усилительных свойств лампы сигнал следует подавать иа управляющую сетку). В зависимости от того какой характеристикой пользуются для детектирования, различают сеточное и анодное детектирование.

На рис. 13-22 показано два варианта схемы сеточного детектора на триоде. Эти варианты различаются лишь способами включения нагрузки детектора R_c и шунтирующей емкостью C_c. Как и в диодном детекторе, первая схема является последовательной, а вторая параллельной.

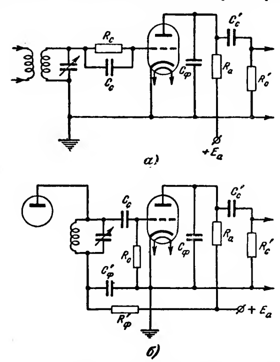


Рис. 13-22. Схемы сеточного детектора: последовательная и параллельная.

В схеме сеточного детектора детектирование происходит в цепи сетки совершенно аналогично диодному детектированию; при этом сетка является анодом диода. Поэтому на сопротивлении нагрузки R_c, стоящем в цепи сетки, создается напряжение, сдвигающее рабочую точку в область отрицательных сеточных напряжений (аналогично графику рис. 13-13).

Если анодное напряжение выбрано таким образом, что все изменения напряжения на сетке соответствуют наклонной прямолинейной части характеристики анодного тока,

то анодный ток будет изменяться в зависимости от всех приложенных к сетке напряжений: и подводимого к сетке для детектирования модулированного напряжения высокой частоты, и получившегося в результате детектирования на сопротивлении нагрузки напряжения низкой частоты. В зависимости от того, для какой частоты сопротивление анодной нагрузки будет наибольшим, на нем выделится усиленное напряжение этой частоты. В анодной цепи стоит конденсатор $C_ф$, сопротивление которого для токов высокой частоты мало. Поэтому на сопротивлении анодной нагрузки выделяется усиленное напряжение низкой частоты, которое выделилось в результате детектирования в сеточной цепи на сопротивлении нагрузки детектора R_c. Все сказанное иллюстрируется графиками рис. 13-23.

Из всех существующих схем детекторов сеточный детектор имеет наибольшую величину коэффициента передачи напряжения, так как усиление происходит на наиболее крутой части характеристики анодного тока. Это обеспечивает сеточному детектору наибольшую чувствительность. Кроме того, в сеточном детекторе наиболее удобно применить регулируемую положительную обратную связь, о чем подробно будет сказано в гл. 17.

Однако сеточному детектору присущ и серьезный недостаток: большая величина нелинейных искажений как при слабом, так и при сильном сигналах. При слабом сигнале искажения вызываются кривизной характеристики сеточного тока, а при сильном возрастает отрицательное смещение на сопротивлении R_c, рабочая точка смещается влево и колебательное напряжение попадает в область нелинейной части характеристики анодного тока. Если смещение будет велико, то возникнет отсечка импульсов анодного тока, что вызовет анодное детектирование, а так как эффекты анодного и сеточного детектирования противоположны, то результирующий детекторный эффект уменьшится.

Следует отметить, что характеристика анодного тока в сеточном детекторе должна быть более правой, чем в усилительном каскаде, что достигается снижением анодного напряжения.

В 20-х—30-х годах сеточный детектор широко применялся как наиболее чувствительный детектор для малочувствительных приемников прямого усиления. В настоящее время сеточный детектор применяется редко (лишь в наиболее простых приемниках).

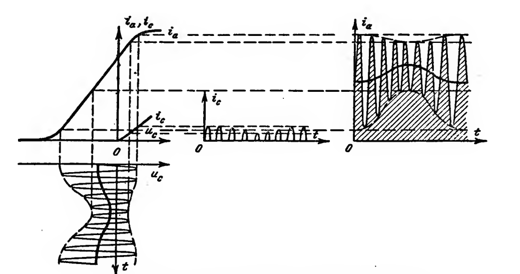


Рис. 13-23. График токов и напряжений в сеточном детекторе.

13-6. АНОДНОЕ И КАТОДНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

При анодном детектировании используется нелинейность характеристики зависимости анодного тока от сеточного напряжения. Обычно в каскаде анодного детектора используется пентод, дающий больший коэффициент усиления.

Схема анодного детектора изображена на рис. 13-24. Величина сопротивления автоматического смещения $R_к$ выбирается такой, чтобы рабочая точка находилась на нижнем сгибе характеристики анодного тока. В этом слу-

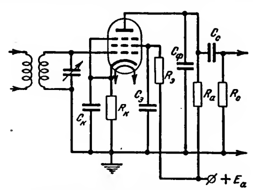


Рис. 13-24. Схема анодного детектора.

чае положительные полуволны напряжения создадут значительные импульсы анодного тока, а отрицательные полуволны создадут малые, частично усеченные, как это изображено на рис. 13-25. Как и в диодном детекторе, это создаст на сопротивлении нагрузки в анодной цепи R переменное напряжение низкой частоты, а переменные составляющие высоких частот будут замыкаться через емкость $C_ф$.

Коэффициент передачи напряжения анодного детектора значительно больше, чем у диодного детектора, но меньше, чем у сеточного, так как для усиления используется нижний участок характеристики, обладающий меньшей крутизной. Основное преимущество анодного детектора — высокое входное сопротивление, так как если амплитуда приложенного напряжения не превосходит напряжение смещения, сеточных токов во входной цепи нет. Это преимущество анодного детектора позволяет использовать

его в некоторых измерительных схемах, требующих высокого входного сопротивления. Однако анодный детектор дает значительно бо́льшие нелинейные искажения, чем диодный, и в приемниках применяется редко.

При расчете анодного детектора можно пользоваться всеми выводами, сделанными для диодного детектора, если входное напряжение увеличить в μ раз.

Как видно из рис. 13-23 и 13-25, фазы составляющих анодного тока низкой частоты, получающиеся в результате сеточного и анодного детектирования, противоположны:

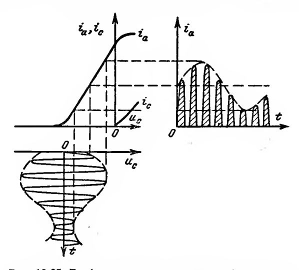


Рис. 13-25. График токов и напряжений при анодном детектировании.

при увеличении амплитуды напряжения высокой частоты средняя линия анодного тока при сеточном детектировании понижается, а при анодном — повышается. Поэтому одновременное действие сеточного и анодного детектирования ведет к уменьшению детекторного эффекта.

Катодный детектор по существу является тем же анодным детектором: на сетку относительно катода подается модулированное напряжение высокой частоты и за счет нелинейности анодного тока происходит детектирование; получившееся напряжение низкой частоты выделяется на сопротивлении нагрузки, включенной в цепь анода. Но в отличие от анодного детектора сопротивление нагрузки

включено не между анодом и землей, а между катодом и землей. Таким образом, сопротивлением нагрузки в катодном детекторе является сопротивление автоматического смещения, величина которого не должна значительно изменяться, так как рабочая точка по-прежнему должна быть на нижнем сгибе характеристики анодного тока. Сопротивление анодной нагрузки, естественно, отсутствует, а емкость уменьшается таким образом, чтобы сопротивление ее, оставаясь малым для токов высокой частоты, было очень большим для токов низкой частоты.

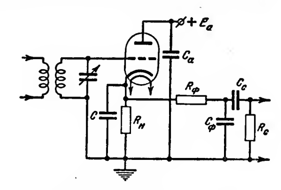


Рис. 13-26. Схема катодного детектора.

Схема катодного детектора показана на рис. 13-26. Ячейка $R_ф C_ф$ представляет собой фильтр высокой частоты.

Включение нагрузки в цепь катода создает 100-процентную отрицательную обратную связь по низкой частоте (чем этот вид детектора напоминает собой катодный повторитель). Поэтому коэффициент передачи катодного детектора меньше единицы. Сопротивление нагрузки катодного детектора мало, что облегчает выбор значений $C_c R_c$. Так как контур LC через значительную емкость C_a включен по высокой частоте между сеткой и анодом, то по высокой частоте возникает положительная обратная связь, резко увеличивающая входное сопротивление. Уровень искажений у катодного детектора меньше, чем у анодного. Фаза выходного напряжения здесь противоположна той, которую создает анодный детектор. Значительного применения в радиоприемных устройствах катодный детектор не получил.

13-7. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

При приеме импульсных сигналов к детектору предъявляются дополнительные требования, связанные с широкой полосой частот, занимаемой импульсными сигналами. Наиболее часто применяется диодный детектор,

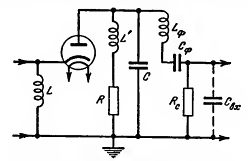


Рис. 13-27. Схема детектора импульсных сигналов.

обладающий наиболее линейной детекторной характеристикой, с корректирующими элементами. Одна из схем детектора импульсных сигналов показана на рис. 13-27. В этой схеме индуктивность L является элементом контура последнего каскада УПЧ; R — сопротивление нагрузки; C — емкость, шунтирующая сопротивление нагрузки, равная:

$$C = C_{а.з} + C_{м} + C_{доп},$$

где $C_{а.з}$ — емкость между анодом и землей; $C_{м}$ — емкость монтажа и $C_{доп}$ — емкость дополнительного конденсатора.

Напряжение продетектированных импульсов поступает на первый каскад видеоусилителя через фильтр, образованный дросселем $L_{ф}$ и входной емкостью следующего каскада $C_{вх}$; этот фильтр предохраняет видеоусилитель от проникновения напряжения промежуточной частоты.

Для того чтобы большая часть напряжения промежуточной частоты попадала на диод, необходимо, чтобы емкость C значительно превосходила междуэлектродную емкость $C_{а.к}$:

$$C \geqslant 10C_{а.к}, \qquad (13\text{-}28)$$

где $C_{а.к}$ — емкость промежутка анод—катод.

Отсюда можно найти емкость дополнительного конденсатора $C_{доп}$:

$$C_{доп} = 10C_{а.к} - C_{а.з} - C_{м}. \qquad (13\text{-}29)$$

В то же время емкость C в детекторе импульсных сигналов должна быть по возможности мала. Чем больше величина емкости, тем медленнее она заряжается через диод при поступлении на детектор импульса и тем медленнее разряжается через сопротивление R с момента после прекращения действия импульса. Так как напряжение на емкости C является входным напряжением видеоусилителя, то значит, чем больше величина емкости C, тем сильнее исказится форма импульса. Отсюда следует, что диод, работающий в этом каскаде, должен иметь по возможности малое значение емкости $C_{а.к}$. Следует также отметить, что диод должен обладать и возможно меньшим внутренним сопротивлением R_i, так как время нарастания импульса, когда емкость C заряжается через диод, тем больше, чем больше внутреннее сопротивление диода.

Величину сопротивления нагрузки R можно определить по формуле

$$R \leqslant \frac{(0,1 \div 0,2)\,\tau}{C}. \qquad (13\text{-}30)$$

Необходимо, чтобы период колебаний промежуточной частоты был больше постоянной времени цепочки R и C, т. е.

$$\frac{\tau}{T_{пр.ч}} = \tau f_{пр} \cdot 10^3 \geqslant (1 \div 2), \qquad (13\text{-}31)$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*.

Коэффициент передачи напряжения находится по формуле

$$K_{д} = \frac{1}{1 + 4\dfrac{R_i}{R}}. \qquad (13\text{-}32)$$

Так как емкость C обычно значительно превосходит междуэлектродные емкости, то входная емкость детектора определяется как сумма емкостей $C_{а.к}$ и $C_{к.з}$, т. е.

$$C_{вх} \approx C_{а.к} + C_{к.з}; \qquad (13\text{-}33)$$

здесь $C_{к.з}$ — емкость между катодом и шасси.

Входное сопротивление можно найти по формуле

$$R_{вх}=\frac{R}{2}+2R_i. \qquad (13\text{-}34)$$

Индуктивность дросселя $L_ф$ должна быть выбрана так, чтобы он по возможности не пропускал напряжения промежуточной частоты. При этом его собственная емкость должна быть как можно меньше. Можно считать, что резонансная частота дросселя (т. е. частота контура, составленного из индуктивности дросселя и его собственной междувитковой емкости) должна быть примерно в 2 раза ниже промежуточной частоты.

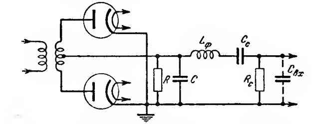


Рис. 13-28. Двухтактная схема диодного детектора.

Можно несколько улучшить частотную характеристику детекторного каскада, если последовательно с сопротивлением R включить индуктивность L', как это показано на рис. 13-27.

Величина индуктивности L' берется равной:

$$L'=0{,}4R_н^2\,C, \qquad (13\text{-}35)$$

где $R_н \approx 1{,}6R$ — сопротивление нагрузки диодного детектора. Это значение сопротивления следует подставлять в формулу (13-32) вместо сопротивления R при определении коэффициента передачи напряжения.

Иногда в целях понижения напряжения промежуточной частоты, поступающего на вход видеоусилителя, применяется двухтактная схема диодного детектора, изображенная на рис. 13-28. Помимо понижения напряжения промежуточной частоты на выходе, эта схема диодного детектора имеет более высокое входное сопротивление, чем обычная однотактная схема. Однако здесь усложняется схема

детектора, требующая включения дополнительного диода, а также получается более низкий коэффициент передачи напряжения, чем у однотактной схемы.

Во всех вышеприведенных схемах вакуумный диод с успехом может быть заменен германиевым диодом типа ДГ-Ц.

13-8. ОСОБЕННОСТИ ПРИЕМА ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Помимо амплитудной модуляции, в настоящее время все чаще используется частотная модуляция. Принцип частотной модуляции был известен давно, но лишь с середины 30-х годов были изучены свойства частотно-модулированных сигналов и разработаны практические схемы радиопередающих устройств с применением частотной модуляции.

Уравнение частотно-модулированных сигналов при модуляции одной низкой частотой $F=\frac{\Omega}{2\pi}$ имеет вид

$$u=U_m \sin(\omega_0 t+M_f \sin \Omega t), \qquad (13\text{-}36)$$

где ω_0 — угловая несущая частота, а $M_f=\frac{\Delta f_{макс}}{F}$ является отношением максимального отклонения частоты к модулирующей частоте и называется индексом модуляции.

При частотной модуляции отклонение частоты от несущей (это отклонение часто называется девиацией частоты) пропорционально амплитуде модулирующего напряжения.

Если индекс модуляции меньше единицы, то полоса частот, занимаемых спектром частотно-модулированных колебаний, ограничивается частотами f_0+F и f_0-F, т. е. такая же, как при амплитудной модуляции. Однако в этом случае частотная модуляция не дает особых преимуществ перед амплитудной. При увеличении индекса модуляции полоса растет, так как возрастают амплитуды высших гармоник f_0+2F и f_0-2F; f_0+3F и f_0-3F и т. д. Теоретически спектр часто получается бесконечно большим, однако высшие гармоники имеют малую амплитуду, и полосу пропускания можно ограничить частотами, амплитуды которых составляют не менее 0,1 от амплитуды несущей частоты. В этом случае полоса равна удвоенной девиации частоты:

$$\Pi=2\Delta f_{макс}. \qquad (13\text{-}37)$$

Преимуществом частотной модуляции перед амплитудной является уменьшение влияния как внешних помех, так и собственных шумов, что повышает реальную чувствительность приемника.

При воздействии слабой помехи на сигнал изменяется как амплитуда, так и фаза (а значит, и частота) сигнала. Изменение амплитуды при частотной модуляции подавляется ограничением амплитуды колебаний, как показано на рис. 13-29. На первом рисунке показано частотно-модулированное колебание до воздействия помехи, на втором — помеха, на третьем — частотно-модулированные колебания, амплитуда которых изменилась под воздействием помехи, и на четвертом — те же колебания, амплитуда которых ограничена уровнем $a—б$ $(a'—б')$. Естественно, что при амплитудной модуляции ограничение амплитуды исказит форму огибающей кривой, т. е. внесет нелинейные искажения.

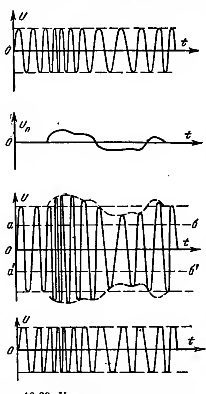


Рис. 13-29. Уменьшение влияния помех при ограничении амплитуды частотно-модулированных колебаний.

Амплитуда изменения частоты сигнала при воздействии помехи определяется по формуле

$$\Delta f_{п.макс} = (f_п - f_с)\frac{U_п}{U_с}. \quad (13\text{-}38)$$

Таким образом, величина частотных искажений растет не только с увеличением амплитуды помех, но и с увеличением ее расстройки относительно частоты сигнала. Если частота помехи совпадает с частотой сигнала, то, конечно, никакого изменения частоты не будет, а изменится только амплитуда, что после ограничения амплитуд совершенно

не отразится на сигнале. Значит, зависимость относительного уровня помех при частотной модуляции от величины расстройки помехи относительно сигнала при условии, что отношение амплитуд помехи и сигнала остается неизменным, можно выразить прямой OA, как это показано на рис. 13-30.

Так как уровень помех при амплитудной модуляции зависит только от отношения амплитуд помехи и сигнала, то этот уровень на графике изобразится прямой $БВ$, параллельной оси абсцисс.

Можно доказать, что точка пересечения этих двух прямых соответствует максимальному отклонению частоты при модуляции полезным сигналом, т. е. $\Delta f_{\text{макс}}$.

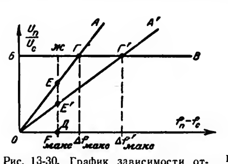


Рис. 13-30. График зависимости относительного уровня помех при амплитудной и частотной модуляции.

Рис. 13-31. Схема фильтра для срезания частот выше $F_{\text{макс}}$.

После детектирования можно отфильтровать все частоты, лежащие выше максимальной модулирующей частоты $F_{\text{макс}}$. Тогда общее воздействие помех на выходное устройство приемника при частотной модуляции характеризуется площадью треугольника $OЕД$, а при амплитудной модуляции — площадью прямоугольника $OБЖД$. График ясно показывает, что воздействие помех на частотно-модулированный сигнал значительно меньше, чем при применении амплитудной модуляции. Из этого же графика видно, что увеличение индекса модуляции, т. е. отношения максимального отклонения частоты $\Delta f_{\text{макс}}$ к максимальной модулирующей частоте $F_{\text{макс}}$, ведет к уменьшению воздействия помех на выходе приемника.

Для того чтобы срезать частоты, лежащие выше $F_{\text{макс}}$, после детектора можно поставить Г-образный фильтр RC, показанный на рис. 13-31. Искажения, которые вносит этот фильтр (завал высших модулирующих частот), кор-

ректируются в радиопередающем устройстве, вносящем искажения в передаваемый сигнал противоположного знака.

В радиовещании принято максимальное частотное отклонение $\Delta f_{\text{макс}} = 75$ *кгц*, что значительно превосходит максимальную модулирующую частоту $F_{\text{макс}}$. При этом полоса высокочастотного тракта должна быть равна

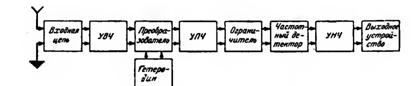


Рис. 13-32. Блок-схема супергетеродииного приемника частотио-модулированиых сигналов.

150 *кгц*. Такую широкую полосу можно применить лишь в диапазоне УКВ.

Блок-схема супергетеродинного приемника частотно-модулированных колебаний изображена на рис. 13-32. Сравнивая эту схему с блок-схемой обычного супергетеродинного приемника мы видим, что вся разница заключается в замене амплитудного детектора частотным и в наличии амплитудного ограничителя, принцип действия которых нам следует рассмотреть.

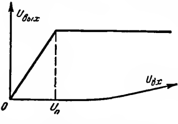


Рис. 13-33. Идеальная характеристика амплитудиого ограиичителя.

Амплитудные ограничители предназначены для устранения паразитной амплитудной модуляции при приеме частотно-модулированных колебаний. Амплитудная модуляция может возникнуть за счет помех, как это показано на рис. 13-30, а частотно-модулированный сигнал может также подвергнуться паразитной амплитудной модуляции при прохождении тракта, предшествующего детектору.

Амплитудная характеристика идеального ограничителя показана на рис. 13-33. Начиная с определенного значения напряжения на входе ограничителя $U_п$, называемого поро-

гом ограничения, напряжение на его выходе перестает зависеть от входного напряжения.

В радиоприемных устройствах обычно применяются ограничители, использующие нелинейность ламповых характеристик. Для целей ограничения амплитуды вполне может быть использован диод, однако в приемниках частотно-модулированных сигналов роль ограничителя играет один из каскадов УПЧ, поставленный в особый режим.

Как видно из рис. 13-33, ограничитель только тогда произведет нужный эффект, когда входное напряжение будет достаточно большим и превзойдет порог ограниче-

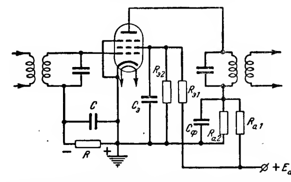


Рис. 13-34. Прииципиальня схема амплитудного ограиичителя.

ния. Поэтому в качестве ограничителя работает обычно последний каскад УПЧ, за которым стоит непосредственно частотный детектор.

Ограничению должны быть подвергнуты как положительные, так и отрицательные полуволны. Отрицательные полуволны ограничиваются отсечкой анодного тока, а положительные полуволны — смещением рабочей точки за счет сеточного тока или ограничиваются анодным током насыщения, причем часто используются одновременно оба метода.

Принципиальная схема такого ограничителя показана на рис. 13-34, а работу его поясняет рис. 13-35. На сетке нет постоянного напряжения смещения и положительные полуволны создают в ее цепи ток, создающий на большом сопротивлении R падение напряжения минусом в сторону такой полярности, что рабочая точка сдвигается на характеристике влево подобно тому, как это имело место в се-

точном детекторе. Это выравнивает вершины положительных полуволн. Выравниванию вершин положительных полуволн способствует также отсечка тока за счет насыщения. Ограничение отрицательных полуволн осуществляется за счет отсечки анодного тока, для чего лампу следует выбирать с короткой характеристикой.

Для получения нужной характеристики анодного тока анодное и экранное напряжения лампы снижают до 30—40 *в* и поддерживают его по возможности постоянным,

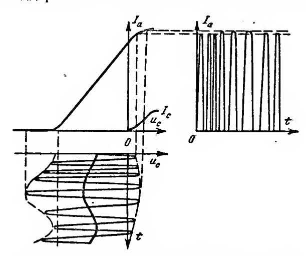


Рис. 13-35. Принцип работы ограничителя, изображенного на рис. 13-34.

что осуществляется потенциометрами $R_{a1}R_{a2}$ в цепи анода и $R_{э1}R_{э2}$ в цепи экранной сетки.

Для улучшения амплитудного ограничения иногда применяется два следующих друг за другом каскада амплитудного ограничения.

Наиболее простым способом детектирования частотно-модулированных колебаний является превращение частотной модуляции в амплитудную с помощью расстроенного колебательного контура с последующим обычным детектированием амплитудно-модулированных колебаний. Если резонансная частота контура f' выбрана несколько выше несущей частоты сигнала f_0, как это показано на рис.13-36, то увеличение частоты вызовет увеличение выходного напряжения, и наоборот. Такой способ детектирования имеет

то преимущество, что позволяет легко переходить с приема частотно-модулированных колебаний на прием амплитудно-модулированных простым переключением настройки контура, стоящего на входе амплитудного детектора, с частоты f' на частоту f_0 и обратно. Однако кривизна резонансной кривой вносит значительные искажения, и потому этот метод детектирования применяется лишь в простейших приемниках частотно-модулированных сигналов.

Чаще всего в приемниках частотно-модулированных сигналов для детектирования применяется дискриминатор

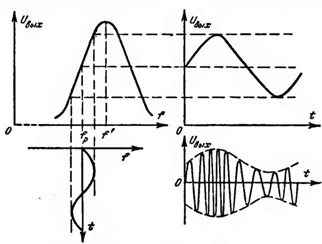


Рис. 13-36. Принцип детектирования частотно-модулированных колебаний с помощью расстроенного контура.

(различитель). Анализ работы этой схемы, приведенной на рис. 13-37, и вывод расчетных формул были даны Н. И. Чистяковым.

На схеме показан последний каскад УПЧ (обычно ограничитель) с двухконтурным фильтром в цепи анода. Оба контура фильтра настроены на промежуточную частоту, что упрощает регулировку приемника. Между контурами осуществляется двойная связь: индуктивная и емкостная за счет $C_{св}$.

Выпрямленные диодами токи текут через сопротивления R_1 и R_2 навстречу друг другу и замыкаются через дроссель $L_{др}$. К обоим диодам подводится два переменных напряжения: U_1 с контура L_1C_1 через емкость $C_{св}$

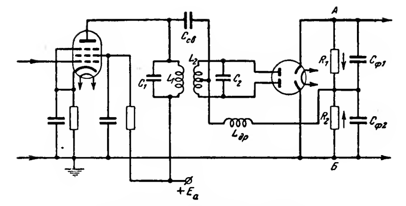


Рис. 13-37. Схема фазового детектора.

подводится в фазе на каждый из диодов и $\frac{1}{2}U_2$ с половины контура L_2C_2 в противофазе (следует иметь в виду, что точки A и $Б$ по промежуточной частоте имеют одинаковый нулевой потенциал, так как сопротивления емкостей $C_{фI}$ и $C_{ф2}$ для токов промежуточной частоты очень малы).

Рассмотрим на векторных диаграммах рис. 13-38 соотношения между напряжениями, действующими на диодах.

На первом чертеже изображено соотношение векторов

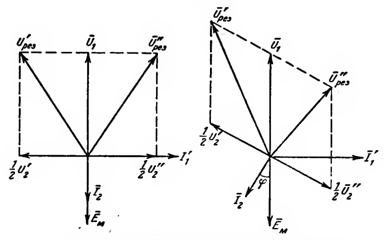


Рис. 13-38. Векторные диаграммы фазового детектора.

напряжений и токов, когда принимаемая частота равна резонансной частоте контуров. Напряжение $\overline{U}_1$ создает в катушке L_1 ток $\overline{I}_1$, отстающий от него на 90°. Этот ток наводит в катушке L_2 э. д. с. $\overline{E}_М$, отстающую на 90° от тока. Так как контур L_2C_2 настроен в резонанс с частотой наведенной э. д. с., то ток в нем $\overline{I}_2$ совпадает с $\overline{E}_М$ по фазе. Ток $\overline{I}_2$ создает в половинах катушки L_2 два противофазных напряжения $\frac{1}{2}\overline{U}'_2$ и $\frac{1}{2}\overline{U}''_2$, сдвинутые относительно тока $\overline{I}_2$ на 90°.

На первом диоде действует напряжение $\overline{U}'_{рез}$, равное сумме $\overline{U}_1$ и $\frac{1}{2}\overline{U}'_2$, а на втором диоде действует напряжение $\overline{U}''_{рез}$. Так как векторы $\overline{U}'_{рез}$ и $\overline{U}''_{рез}$ равны, то равны и выпрямленные диодами токи, и при равенстве сопротивлений R_1 и R_2 напряжение между точками A и $Б$ равно нулю.

Если частота детектируемых сигналов изменится, то ток во втором контуре $\overline{I}_2$ будет сдвинут относительно э. д. с. $\overline{E}_М$ на угол φ, величина и знак которого пропорциональны изменению частоты детектируемого сигнала относительно резонансной частоты контура. Как видно из второго рисунка, результирующие напряжения на детекторах $\overline{U}'_{рез}$ и $\overline{U}''_{рез}$ получаются различными, токи через сопротивления R_1 и R_2 не равны друг другу и между точками A и $Б$ появляется разностное напряжение $\overline{U}_{вых}$, поступающее в УНЧ. Нетрудно видеть, что напряжение между точками A и $Б$ (по величине и по знаку) будет пропорциональным изменению резонансной частоты относительно промежуточной частоты, на которую настроен контур L_2C_2.

Зависимость выходного напряжения дискриминатора от расстройки, характеризующая детекторные свойства дискриминатора, показана на рис. 13-39. Естественно, что отклонение частоты не должно превышать $\Delta f_{макс}$, иначе нелинейность характеристики вызовет искажения.

При расчете дискриминатора необходимо найти обобщенную расстройку по известной формуле

$$\xi = \frac{\Pi_{0,7}}{df_0}.$$

Затем находится фактор связи между контурами

$$\beta = \frac{2\Delta f_{макс}}{d f_0} \qquad (13\text{-}39)$$

(эта формула верна лишь для $\beta \geq 1$).

После этого определяется коэффициент φ по формуле

$$\varphi = \frac{\sqrt{4 + (\beta + 2\xi)^2} - \sqrt{4 + (\beta - 2\xi)^2}}{2\sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2) + 4\beta^2}}. \qquad (13\text{-}40)$$

Напряжение на выходе дискриминатора находится из выражения

$$U_{вых} = I_{a1} R_{рез}\, \varphi \cos \theta, \qquad (13\text{-}41)$$

где I_{a1} — амплитуда анодного тока предыдущей лампы (ограничителя);

$R_{рез}$ — резонансное сопротивление контура L_1C_1 или L_2C_2 (считается, что они одинаковы) с учетом вносимых в него сопротивлений;

θ — угол отсечки тока для диодов (так как сопротивления R_1 и R_2 берут большими, порядка сотен килоом, то $\cos\theta \approx 1$).

Емкость конденсатора $C_{св}$ берется порядка 30—100 *пф*.

В последние годы был разработан новый тип частотного детектора, называемый детектором отношений, схема которого показана на рис. 13-40. В своей высокочастотной части эта схема ничем не отличается от предыдущей, и на диодах точно так же создаются напряжения $U'_{рез}$ и $U''_{рез}$, одинаковые при резонансе системы и различные при расстройке. Разница заключается в том, что диоды включены навстречу друг другу. Поэтому выпрямленные токи текут через сопротивления R_1 и R_2 в одну и ту же сторону, создавая между точками A и $Б$ разность потенциалов. Через сопротивление же R_3, с которого снимается напряжение на УНЧ, эти токи текут в противоположные стороны. Следовательно, при равенстве токов через диоды напряжение на R_3 равно нулю.

Рис. 13-39. Характеристика фазового детектора.

Расстройка создает, как и в предыдущей схеме, разность токов через диоды, что вызывает напряжение на R_3, которое подается в УНЧ.

Основная особенность схемы заключается в том, что точки *А* и *Б* схемы соединены конденсатором большой емкости (порядка 4 *мкф*) C_3, напряжение на котором не может быстро изменяться. При изменении частоты сигнала

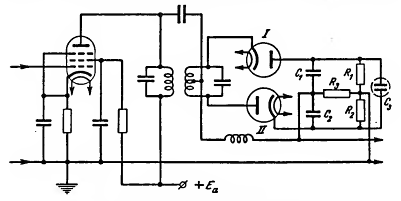


Рис. 13-40. Схема детектора отношений.

изменяются выпрямленные токи, изменяется отношение напряжений на R_1 и R_2, а следовательно, и на емкостях C_1 и C_2, но сумма этих напряжений за счет емкости C_3 поддерживается постоянной.

Резкие изменения амплитуды колебаний за счет воздействия помех, приводящие к одновременному возрастанию или убыванию напряжений $U'_{рез}$ и $U''_{рез}$, не изменяют напряжения между точками *А* и *Б*, а значит, и напряжения на выходе детектора. Таким образом, детектор отношений не реагирует на резкое изменение амплитуды при воздействии помех, а потому не нуждается в ограничительном каскаде.

Краткие выводы

Детекторный каскад является необходимым каскадом всякого радиоприемного устройства: в нем воссоздается напряжение передаваемого сигнала. В зависимости от типа модуляции различают амплитудные и частотные детекторы.

Детектирование возможно только при использовании приборов, имеющих нелинейную вольт-амперную характе-

ристику. В качестве нелинейных элементов используются вакуумные диоды, триоды, пентоды, а также полупроводниковые диоды.

При малой амплитуде поступающих на детектор модулированных колебаний участок вольт-амперной характеристики криволинеен и детекторный эффект невелик. Когда амплитуда колебаний достигает значительной величины, вольт-амперную характеристику большинства детекторов можно представить в виде ломаной линии и тогда наступает режим линейного детектирования.

При линейном детектировании получаются наименьшие искажения, коэффициент передачи напряжения и входное сопротивление зависят только от сопротивления нагрузки.

В детекторном каскаде могут возникнуть как частотные, так и нелинейные искажения даже в режиме идеально-линейного детектирования.

Частотные искажения на высших частотах получаются при слишком большой величине емкости, шунтирующей нагрузку, а на низшей частоте — при слишком малой величине емкости разделительного конденсатора, через который напряжение с детектора подается на УНЧ.

Нелинейные искажения могут возникнуть по двум причинам (если отсутствуют искажения за счет нелинейности ламповой характеристики): а) разряд шунтирующей емкости через сопротивление нагрузки не успевает следовать за изменением формы огибающей кривой модулированного колебания; б) за счет уменьшения сопротивления нагрузки для переменного тока низкой частоты амплитуда тока низкой частоты становится больше постоянной составляющей выпрямленного тока. Форма огибающей кривой импульсных сигналов при детектировании искажается, притом тем больше, чем больше постоянная времени заряда и разряда шунтирующей емкости.

Применяется диодное, сеточное, анодное и катодное детектирование, а также детектирование с помощью полупроводниковых диодов. Диодный детектор дает минимальные искажения; недостаток—малый коэффициент передачи напряжения (меньше единицы). Сеточный детектор дает максимальный коэффициент усиления, но вносит значительные искажения. Анодный детектор также вносит искажения, его коэффициент усиления значителен, но меньше, чем у сеточного; главное его достоинство—высокое входное сопротивление. Катодный детектор в приемниках применяется очень редко. Наибольшее распространение имеет диод-

ный детектор; вакуумный диод в настоящее время все чаще заменяется полупроводниковым диодом.

Замена амплитудной модуляции частотной позволяет повысить помехоустойчивость приемника. Для этого, однако, требуется иметь широкую полосу частот, что позволяет применять частотную модуляцию лишь при работе в диапазоне сверхвысоких частот.

Одной из причин повышения помехоустойчивости при применении частотной модуляции является возможность применить амплитудный ограничитель. В качестве амплитудного ограничителя обычно используется последний каскад усилителя промежуточной частоты, режим работы которого специальным образом подбирается.

Частотный детектор преобразует частотно-модулированные сигналы в амплитудно-модулированные и затем детектирует их. Преобразование частотной модуляции в амплитудную производится либо расстройкой контура каскада, предшествующего детектору, либо изменением фазовых отношений, как это делается в наиболее распространенном типе частотного детектора — дискриминаторе. Особым типом дискриминатора является детектор отношений, который не реагирует на резкие изменения амплитуды частотно-модулированных сигналов, а потому позволяет обойтись без амплитудного ограничителя.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Почему при детектировании необходимо иметь элемент с нелинейной характеристикой?
2. Что называется коэффициентом передачи напряжения детектора?
3. От каких величин зависит угол отсечки при детектировании?
4. Чему равно входное сопротивление последовательной и параллельной схем диодного детектора?
5. Чему равен коэффициент передачи напряжения диодного детектора?
6. Какие искажения могут возникнуть в диодном детекторе при линейном режиме детектирования? Объясните причины их возникновения.
7. Какие преимущества и недостатки имеет полупроводниковый диодный детектор перед вакуумным?
8. Какие схемы лампового детектирования вы знаете? Дайте их сравнительную оценку.
9. Почему применение частотной модуляции повышает помехоустойчивость приемника?
10. Что называется индексом модуляции?
11. Как работает амплитудный ограничитель?
12. Как работает дискриминатор?

ЗАДАЧИ

1. Чему равно сопротивление нагрузки детектора, в котором используется один диод лампы 6Х6, если угол отсечки получился равным 15°?

2. Рассчитайте диодный детектор по следующим данным: диапазон низких частот от 100 *гц* до 6 *кгц*; $M_н \leqslant 1{,}025$; резонансное сопротивление контура 175 *ком*.

3. Определите выходное напряжение дискриминатора, если промежуточная частота $f_0 = 10$ *Мгц*; полоса пропускания $П_{0,7} = 200$ *кгц*; максимальное отклонение частоты $\Delta F_{макс} = 75$ *кгц*; контуры на входе дискриминатора одинаковые, имеющие катушки индуктивности $L = 30$ *мкгн* и затухание $d = 0{,}01$. Амплитуда анодного тока (первой гармоники) в последней лампе УПЧ $I_{a1} = 3$ *ма*.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

14-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты является характерным каскадом супергетеродинного приемника. Преобразователь частоты стоит перед усилителем промежуточной частоты. Его назначение — преобразовать высокую частоту принимаемого сигнала в промежуточную частоту. Промежуточной частоты в принимаемом сигнале нет, преобразователь должен ее создать. При этом промежуточная частота должна быть промодулированной теми же низкими частотами, какими была промодулирована высокая частота сигнала.

Принцип действия преобразователя частоты заключается в следующем. Если в одной электрической цепи протекают токи двух несколько отличающихся частот, то возникает явление биений. На рис. 14-1 показан результат сложения двух синусоидальных колебаний, причем за один и тот же промежуток времени одно колебание имеет девять периодов, а другое десять. Естественно, что первые амплитуды совпадают по фазе и складываются, затем фазовый сдвиг все больше увеличивается и в середине промежутка времени амплитуды противоположны, а при их равенстве результирующая амплитуда станет равной нулю. При дальнейшем сдвиге по фазе амплитуды вновь будут складываться.

Как видно, результирующая кривая изменяет свою амплитуду, причем за указанный отрезок времени изменение амплитуды совершает ровно один цикл. Нетрудно дога-

даться, что число циклов полного изменения амплитуды результирующей кривой всегда будет равно разности числа периодов двух слагаемых кривых за тот же промежуток (т. е. частота биений двух колебаний равна разности частот этих колебаний).

Если бы амплитуда одного колебания изменилась, например возросла, то возросла бы амплитуда и результирующей кривой, т. е. возросла бы амплитуда разностной частоты. Таким образом, если одна из частот модулирована, то модулированной будет и разностная частота.

В дальнейшем сказанное подтвердим аналитически.

На преобразователь частоты колебания одной частоты f_c поступают из входных цепей или УВЧ, а колебания второй частоты $f_г$ — от специального генератора с самовозбуждением, называемого гетеродином. Так как напряжения этих двух частот действуют в одной цепи (или воздействуют на одну лампу), между ними возникают биения, причем частота биений, равная $f_{пр} = f_г - f_c$ называется промежуточной частотой и используется для дальнейшего усиления.

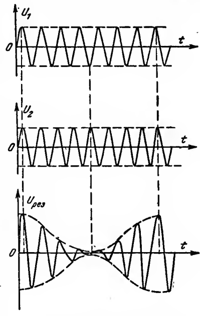


Рис. 14-1. График биений при сложении двух частот.

Однако в этих суммарных колебаниях, амплитуда которых изменяется с промежуточной частотой, напряжения промежуточной частоты нет, как нет низкой частоты сигнала в амплитудно-модулированных колебаниях. Как и в случае получения низкой частоты с помощью амплитудно-модулированных колебаний, суммарную частоту, амплитуда которой изменяется с промежуточной частотой, следует подать на нелинейный элемент. Принцип образования промежуточной частоты в преобразователе ничем не отличается от принципа образования низкой частоты в детек-

торе. Поэтому часто преобразователь частоты иазывают первым детектором приемника, а следующий за ним после УПЧ детекторный каскад — вторым детектором.

Для того чтобы выделить получившееся напряжение промежуточной частоты, в цепь включают контур (или систему связанных коитуров), настроенный в резонаис на промежуточную частоту. Прииципиальная схема преобразователя частоты показана на рис. 14-2. В зависимости от назначеиия преобразователя частоты и прежде всего от диапазона частот, в котором работает приемник, преобразователи частоты могут быть диодные (в том числе с полупроводниковым диодом), сеточные и аиодные. Для преобразователя разработаны специальные типы ламп с двумя управляющими сетками, на одну из которых подается напряжение высокой частоты сигнала, а на вторую — иапряжеиие гетеродииа; преобразователи, работающие иа этих лампах, называются многосеточными. Если же напряжение сигнала и напряжение гетеродина подаются иа одну сетку, то такие преобразователи называются одиосеточными.

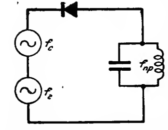


Рис. 14-2. Принципиальная схема преобразователя частоты.

На вход преобразователя подается высокочастотиый сигнал, а иа выходе преобразователя частоты получается напряжение промежуточной, также высокой частоты. Кроме того, как одиосеточный, так и многосеточный преобразователи обладают усилительными свойствами. Поэтому требования, предъявляемые к преобразователю частоты, аналогичны требованиям, предъявляемым к усилителю, и сводятся к известным качествеиным показателям: коэффициенту усилеиия при преобразовании, степени искажений, устойчивости работы, обеспечению работы в диапазоне частот, удобству управления, иизкому уровию шумов, экономичности, запасу электрической и механической прочиости, габаритам, весу, стоимости и техиологичиости конструкции. Все эти показатели не требуют особого поясиеиия.

14-2. ОДНОСЕТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

При односеточном преобразовании частоты лампа преобразователя, в которой происходит смешение частот сигнала и гетеродина и образование промежуточной частоты (смесительная лампа), должна работать в режиме анодного или сеточного детектирования. Сеточный детектор имеет меньшее входное сопротивление, а потому обычно смесительная лампа работает в режиме анодного детектирования.

Простейшая принципиальная схема преобразователя частоты показана на рис. 14-3. Смесительной лампой может быть как триод, так и пентод, но так как коэффициент уси-

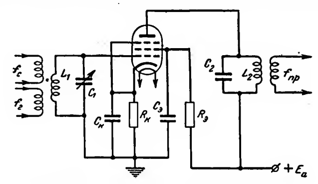


Рис. 14-3. Простейшая схема односеточного преобразователя частоты.

ления преобразователя тем выше, чем больше крутизна смесительной лампы, то обычно предпочитают пентод (за исключением диапазона дециметровых и более коротких волн).

Контур L_1C_1 настраивается на принимаемую частоту сигнала, а контур L_2C_2 — на промежуточную частоту. Напряжение сигнала, поступающего на вход преобразователя, очень мало и редко достигает десятых долей вольта. Напряжение же гетеродина велико, и хотя контур L_1C_1 расстроен относительно частоты гетеродина, на сетке смесительной лампы оно достигает нескольких вольт.

Зависимость анодного тока от сеточного напряжения показана на рис. 14-4 пунктиром; у пентода она носит характер квадратичной кривой, и поэтому крутизна $\left(S=\frac{di_a}{du_c}\right)$

в первом приближении может быть представлена в виде прямой. Малая амплитуда сигнала не может вызвать заметного изменения крутизны, тогда как напряжение гетеродина изменяет со своей частотой крутизну от $S_{макс}$ до $S_{мин}$. Если напряжение гетеродина изменяется по закону:

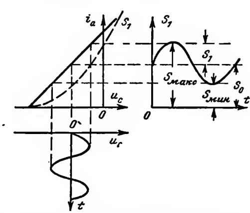


Рис. 14-4. График изменения крутизны с частотой гетеродина.

$u_г = U_г \cos \omega_г t$, то крутизна, как видно из рис. 14-4, может быть выражена следующим образом:

$$S = S_0 + S_1 \cos \omega_г t. \quad (14\text{-}1)$$

Анодный ток, создаваемый напряжением сигнала, может быть представлен уравнением

$$i_а = I_0 + au_с + bu_с^2. \quad (14\text{-}2)$$

Напряжение на сетке равно:

$$u_с = U_{с.г} \cos \omega_г t + U_{с.с} \cos \omega_с t,$$

где напряжение сигнала на сетке лампы

$$u_{с.с} = U_{с.с} \cos \omega_с t$$

и напряжение гетеродина

$$u_{с.г} = U_{с.г} \cos \omega_г t.$$

Подставив развернутые выражения для $U_{c.c}$ и $U_{c.г}$ в 14-2, получим:

$$i_a = I_0 + aU_{c.г}\cos\omega_г t + aU_{c.c}\cos\omega_c t + bU_{c.г}\cos^2\omega_г t + $$
$$+ bU^2_{c.c}\cos^2\omega_c t + 2bU_{c.г}U_{c.c}\cos\omega_г t\cos\omega_c t.$$

Учитывая, что

$$\cos^2\alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\alpha$$

и

$$\cos\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}\left[\cos(\alpha+\beta) + \cos(\alpha-\beta)\right],$$

можно написать:

$$i_a = I_0 + aU_{c.г}\cos\omega_г t + aU_{c.c}\cos\omega_c t +$$
$$+ \frac{1}{2}bU^2_{c.г} + \frac{1}{2}bU^2_{c.г}\cos 2\omega_г t + \frac{1}{2}U^2_{c.c} +$$
$$+ \frac{1}{2}bU^2_{c.c}\cos 2\omega_c t + bU_{c.г}U_{c.c}\cos(\omega_г+\omega_c)t +$$
$$+ bU_{c.г}U_{c.c}\cos(\omega_г-\omega_c)t.$$

Из всех полученных членов уравнения только один (последний) соответствует промежуточной частоте $\omega_{пр} = \omega_г - \omega_c$, поэтому

$$i_{пр} = bU_{c.г}U_{c.c}\cos(\omega_г-\omega_c)t$$

и

$$I_{пр} = bU_{c.г}U_{c.c}.$$

Напряжение промежуточной частоты на анодном контуре, настроенном в резонанс на эту частоту, равно:

$$U_{пр} = bU_{c.г}U_{c.c}R_{рез}. \qquad (14\text{-}3)$$

В этой формуле неизвестным остается коэффициент b, который и следует определить. Производная анодного тока по сеточному напряжению является крутизной лампы, т. е.

$$S = \frac{di_a}{du_c},$$

отсюда

$$S = a + 2bu_{c.г} = a + 2bU_{c.г} \cos \omega_г t.$$

При $u_c = 0$ получим $S = a = S_0$, где S_0 — крутизна характеристики в рабочей точке.

Сравнивая полученную формулу с формулой 14-1, видим, что

$$2bU_{c.г} \cos \omega_г t = S_1 \cos \omega_г t,$$

откуда

$$2bU_c = S_1 \quad \text{и} \quad b = \frac{S_1}{2U_c}.$$

где S_1 — амплитуда изменения крутизны под действием напряжения гетеродина.

Отсюда напряжение промежуточной частоты на контуре равно:

$$U_{пр} = \frac{S_1}{2U_{c.г}} U_{c.г} U_{c.c} R_{рез} = \frac{S_1 U_{c.c}}{2} R_{рез}. \qquad (14\text{-}4)$$

Коэффициентом усиления преобразовательного каскада называется отношение амплитуды напряжения промежуточной частоты на выходе каскада к амплитуде напряжения сигнала на входе его. Отсюда

$$K_{пр} = \frac{U_{пр}}{U_c} = \frac{S_1}{2} R_{рез}. \qquad (14\text{-}5)$$

Сравнивая эту формулу с выражением коэффициента усиления обычного усилительного каскада $K = SR_{рез}$, мы видим, что эти формулы аналогичны. Заменив $\frac{S_1}{2}$ через $S_{пр}$, формулу (14-5) можно переписать в виде

$$K_{пр} = S_{пр} R_{рез}. \qquad (14\text{-}6)$$

$S_{пр}$ называется крутизной преобразования и играет в преобразовательном каскаде ту же роль, что и обычная крутизна S в усилительном каскаде. Для ламп, специально предназначенных для преобразования частоты, $S_{пр}$ дается в справочниках. Если же в преобразовательном каскаде стоит усилительный пентод, как это имеет место в односеточных преобразователях, то необходимо найти зависимость между $S_{пр}$ и S.

Из рис. 14-4 видно, что крутизна преобразования, пропорциональная S_1, зависит от амплитуды гетеродина $U_г$. Если амплитуду гетеродина выбрать такой, чтобы охватить всю прямую, выражающую зависимость крутизны лампы от сеточного напряжения без захода в область

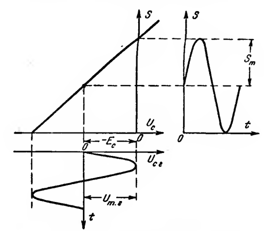


Рис. 14-5. Выбор максимальной амплитуды гетеродина без отсечки.

сеточного тока и без отсечки, как показано на рис. 14-5, то $S_{мин}=0$, а $S_{макс}=S$, где S — наибольшая крутизна, указываемая в справочниках для усилительных ламп.

Таким образом

$$S_1=\frac{S_{макс}-S_{мин}}{2}=\frac{S}{2},$$

а крутизна преобразования

$$S_{пр}=\frac{1}{4}S. \qquad (14\text{-}7)$$

Поэтому преобразовательный каскад дает примерно в 4 раза меньшее усиление, чем усилительный каскад на той же лампе.

Напряжение гетеродина трудно поддерживать постоянным, особенно при его перестройке, которую необходимо производить одновременно с изменением частоты сигнала для поддержания постоянства промежуточной частоты.

Посмотрим, как зависит крутизна преобразования от амплитуды гетеродина. При уменьшении амплитуды гете-

родина крутизна преобразования, как мы уже видели, уменьшается. Если же амплитуду гетеродина увеличивать, не заходя в область сеточных токов, то крутизна будет из-

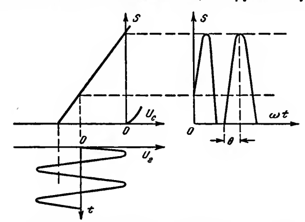


Рис. 14-6. Режим работы гетеродина с отсечкой анодного тока.

меняться от максимального значения до нуля, как показано на рис. 14-6, с отсечкой, характеризуемой углом отсечки θ. Пользуясь графиком зависимости крутизны, можно показать, что

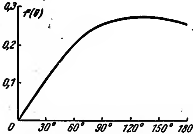


Рис. 14-7. График зависимости крутизны преобразования от угла отсечки.

$$S_{пр} = S f(\theta), \quad (14\text{-}8)$$

где

$$f(\theta) = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{4\pi (1 - \cos \theta)}. \quad (14\text{-}9)$$

Если угол отсечки изменяется в пределах от 90 до 180°, то $f(\theta)$ (рис. 14-7) почти не изменяется, оставаясь приблизительно равной 0,25. Изменение угла отсечки θ от 90 до 180° означает изменение амплитуды гетеродина в 2 раза. Таким образом, если выбрать амплитуду гетеродина такой, чтобы угол отсечки составил 130—140°, то незначительные колебания амплитуды гетеродина в ту или другую сторону не вызовут существенного изменения крутизны преобразования.

При этом подразумевается, что напряжение на сетке не должно заходить в область сеточных токов.

Помимо крутизны преобразования, преобразовательный каскад характеризуется внутренним коэффициентом усиления $\mu_{пр}$ и внутренним сопротивлением $R_{пр}$.

Внутренним коэффициентом усиления преобразовательной лампы называется отношение амплитуды напряжения промежуточной частоты $U_{пр}$ к амплитуде напряжения сигнала $U_с$ при разомкнутой цепи анода (режим холостого хода на выходе):

$$\mu_{пр} = \frac{U_{пр}}{U_с} (I_{пр} = 0). \qquad (14\text{-}10)$$

Внутреннее сопротивление преобразовательной лампы является производной величиной от $S_{пр}$ и $\mu_{пр}$; оно равно:

$$R_{пр} = \frac{\mu_{пр}}{S_{пр}}. \qquad (14\text{-}11)$$

Введение параметров преобразования $S_{пр}$, $\mu_{пр}$ и $R_{пр}$ позволяет вести расчет преобразовательного каскада по тем же формулам, что и для каскада усилителя промежуточной частоты, заменив в них обычные параметры лампы S, μ и R_i параметрами преобразования.

Схема преобразователя частоты, изображенная на рис. 14-3, в настоящее время не применяется, так как в ней должна быть непосредственная магнитная связь ме-

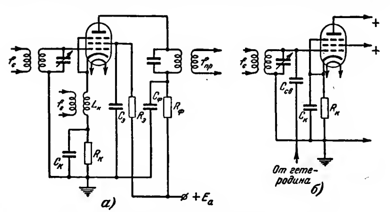


Рис. 14-8. Схемы односеточных преобразователей.

жду контуром сигнала и контуром гетеродина. Эти контуры расстроены и вносят друг в друга реактивные сопротивления. Поэтому всякая перестройка одного контура влечет за собой изменение резонансной частоты другого, что сильно затрудняет настройку.

В настоящее время получила распространение схема с катодной связью, изображенная на рис. 14-8,*а*. В этой схеме связь гетеродина с контуром сигнала осуществляется только через междуэлектродную емкость сетка—катод, при этом взаимосвязь контуров получается достаточно слабой.

При применении пентодов с большой крутизной, например типа 6Ж4, от гетеродина требуется небольшое напряжение, поступающее непосредственно на управляющую сетку через конденсатор $C_{св}$ очень малой емкости — порядка 1—3 *пф*, как это показано на рис. 14-8,*б*. Такая же схема преобразователя часто применяется в диапазоне сверхвысоких частот.

14-3. МНОГОСЕТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Из предыдущего материала ясно, что для преобразования частоты необходимо изменять крутизну лампы с частотой гетеродина. Для этого не обязательно подавать напряжение от гетеродина на ту же сетку, на которую подается напряжение сигнала. Для целей преобразования частоты были разработаны специальные лампы с двумя управляющими сетками; наличие между ними экранной сетки значительно ослабляет влияние контуров сигнала и гетеродина друг на друга.

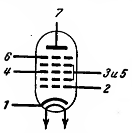


Рис. 14-9. Гептод.

На рис. 14-9 приведена многосеточная лампа (по числу электродов она называется гептодом). Здесь *1* — катод; *2* — первая управляющая сетка; *3* — первая экранная сетка; *4* — вторая управляющая сетка; *5* — вторая экранная сетка (соединенная вместе с первой экранной сеткой, так как обе должны иметь одинаковый нулевой потенциал по переменному току и одинаковое постоянное положительное напряжение); *6* — антидинатронная сетка; *7* — анод. Таким образом, в верхней своей части эта лампа аналогична пентоду. Некоторые

типы ламп (гексоды) не имеют антидинатронной сетки и аналогичны тетродам.

На рис. 14-10,*а* показана зависимость анодного тока многосеточной лампы от напряжения на первой управляющей сетке при различных (для каждой характеристики постоянных) значениях напряжения на второй управляющей сетке, а на рис. 14-10,*б* дана зависимость анодного тока от напряжения на второй управляющей сетке при различных значениях на первой управляющей сетке. Как видно, характеристики расходятся из одной точки веерообразно и имеют различную крутизну. При подаче на одну из управляющих сеток напряжения от гетеродина крутизна характеристики по другой управляющей сетке (на которую подается напряжение сигнала) будет изменяться с частотой гетеродина. Поэтому эффект преобразования частоты получается такой же, как и у односеточных преобразователей, а связь между контурами гетеродина и сигнала получается значительно меньшей. Однако многосеточные лампы создают высокий уровень собственных шумов и потому в приемниках сверхвысоких частот не могут быть применены. Отечественная промышленность выпускает гептоды-преобразователи типа 1А1П и 1А2П (батарейные пальчиковой серии), 6А2П (сетевые пальчиковой серии), 6А7 и 6А10С, а также триод-гексод 6К8.

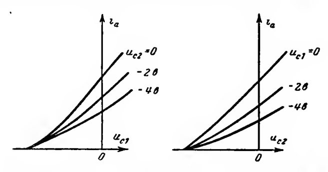


Рис. 14-10. Зависимость анодного тока многосеточной смесительной лампы от напряжения на одной управляющей сетке при различных значениях напряжения на другой управляющей сетке.

Многосеточные преобразовательные лампы позволяют работать как с гетеродином с отдельной лампой, так и с гетеродином, в котором используется преобразовательная лампа.

Типичная схема преобразователя частоты с гептодом и с отдельным гетеродином показана на рис. 14-11. В ней напряжение сигнала подается на вторую управляющую сетку, причем включением сопротивления автоматического смещения $R_к$, зашунтированного емкостью $C_к$, создается режим анодного детектирования. Напряжение гетеродина подается на первую управляющую сетку через цепь $R_сC_с$. Второй конец сопротивления $R_с$ соединен непосредственно с катодом и начальное напряжение на первой сетке

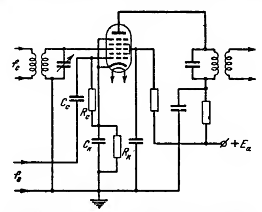


Рис. 14-11. Схема многосеточного преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

равно нулю. При работе гетеродина в цепи первой сетки возникает ток (подобно тому, как это имело место в сеточном детекторе) и получающееся на сопротивлении $R_с$ напряжение смещения сдвигает рабочую точку влево. Чем больше будет напряжение гетеродина, тем левее сместится рабочая точка, что обеспечивает автоматическое поддержание наиболее благоприятного угла отсечки (от 90° до 180°). В анодной цепи стоит контур или двухконтурный фильтр, настроенный на промежуточную частоту.

На рис. 14-12,*а* приведена схема преобразователя частоты на гептоде с гетеродином, собранным на преобразовательной лампе, а на рис. 14-12,*б* — аналогичная схема на триод-гексоде.

Первая схема отличается от схемы рис. 14-11 лишь отсутствием отдельной лампы гетеродина. Гетеродин со-

бран по трехточечной схеме. Анодом гетеродина служит заземленная экранная сетка лампы. Контур соединен одним концом с первой управляющей сеткой (с помощью гридлика $C_c R_c$), вторым концом — с заземленной экранной сеткой, а средней точкой присоединен к катоду.

Во второй схеме в качестве смесительной лампы применен триод-гексод. Напряжение на сетке гетеродина, так

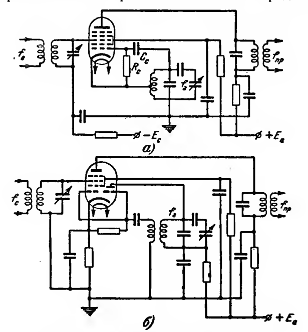


Рис. 14-12. Схемы преобразователей частоты.
а — с подачей напряжения на один электрод; *б* — с подачей напряжения на два электрода.

же как и в предыдущей схеме, управляет электронным потоком в смесительной части, но электронные потоки смесительной и гетеродинной частей разные и поэтому сигнальная сетка почти не влияет на работу гетеродина, что является достоинством этой схемы. Кроме того, наличие отдельного анода дает возможность собрать гетеродин по любой схеме, а не обязательно с заземленным анодом. Иногда и с гептодом используют трансформаторную схему гетеродина, но в этом случае потенциал экранных сеток будет отличен от нулевого, что невыгодно сказывается на работе ламп.

Расчет этих схем, так же как и односеточных преобразователей, производится подобно расчету каскада УПЧ с подстановкой вместо S, μ и R_i параметров $S_{пр}$, $\mu_{пр}$, $R_{пр}$. Работе гетеродина и его расчету посвящена гл. 15.

В качестве нелинейного элемента преобразователя частоты, помимо триода или пентода, может быть использован полупроводниковый триод.

Режим смесительного триода выбирается таким образом, чтобы рабочая точка лежала в области наиболее не-

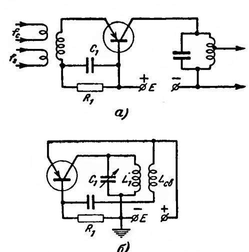


Рис. 14-13. Схемы гетеродина с плоскостным триодом.

линейного участка характеристики зависимости тока эмиттера от напряжения на нем. Напряжение сигнала и гетеродина может быть подано на один и тот же электрод, как указано на рис. 14-13,*а*, или на разные электроды.

Входное и выходное сопротивления полупроводникового триода, работающего в режиме смесителя, значительно выше, чем в режиме усиления, вследствие того, что рабочая точка выбирается в начале характеристики. При использовании плоскостных триодов удобнее всего применять включение цепи обратной связи между коллектором и основанием. Схема гетеродина с использованием плоскостного триода, подобная схеме генератора с индуктивной обратной связью с электронной лампой, приведена на рис. 14-13,*б*.

14-4. ДИОДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Как уже отмечалось, для преобразования частоты необходимо наличие нелинейного элемента. Однако применение многосеточных преобразовательных ламп и даже триодов может создать слишком большой уровень шумов, особенно в диапазоне сверхвысоких частот, о чем подробнее будет сказано в гл. 18. В этих случаях применяется диодный преобразователь частоты. Напряжение сигнала и напряжение от гетеродина подаются на диод, в цепь которого последовательно включен фильтр промежуточной частоты. Устройство полупроводникового диода для преобразователя СВЧ показано на рис. 14-14.

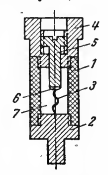


Рис. 14-14. Устройство полупроводникового диода для СВЧ.

Для получения на диоде автоматического смещения в цепь диода включена цепочка *RC*. Принцип действия диодного преобразователя ничем не отличается от принципа действия других преобразовательных схем. Получающиеся в результате сложения напряжения двух частот (сигнала и гетеродина) биения детектируются диодом и образующееся напряжение разностной частоты (частоты биений) выделяется на фильтре промежуточной частоты.

Расчет диодного преобразователя можно проводить в следующей последовательности.

Выбирается угол отсечки напряжения гетеродина θ в пределах

$$0{,}15\pi \div 0{,}3\pi.$$

Затем определяется сопротивление автоматического смещения R по формуле

$$R = \frac{\pi}{S(\operatorname{tg}\theta - \theta)}. \qquad (14\text{-}12)$$

где S — крутизна диода, *а/в*.

Определяются внутренние параметры преобразования

$$\mu_n = \frac{S_m \theta}{\theta} \qquad (14\text{-}13)$$

и

$$R_{in} = \frac{\pi}{S\theta}. \qquad (14\text{-}14)$$

Затем находится амплитуда напряжения гетеродина, которую нужно подать не смеситель,

$$U_{m\,\text{гет}} \approx \frac{1}{20(1-\mu_n)} \qquad (14\text{-}15)$$

(величину этой амплитуды целесообразно взять с небольшим запасом).

Находят входное и выходное сопротивления преобразовательного каскада (для режима полного согласования):

$$\rho = R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = \frac{R_{in}}{\sqrt{1-\mu_n^2}}, \qquad (14\text{-}16)$$

где ρ — характеристическое сопротивление преобразовательного каскада.

Для осуществления режима полного согласования коэффициенты трансформации на входе каскада и на выходе должны быть найдены по формулам

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{\rho}} \quad \text{и} \quad m_2 = \sqrt{\frac{\rho}{R_{\text{н}}}}, \qquad (14\text{-}17)$$

где $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки (входа УПЧ).

Коэффициент передачи напряжения диодного преобразователя равен:

$$k_{\text{пр}} = \frac{\mu_{\text{пр}}}{1+\sqrt{1-\mu_{\text{пр}}^2}}.$$

14-5. ИСКАЖЕНИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ЧАСТОТЫ

Обычно напряжение сигнала мало́, и кривизна анодной характеристики на сигнале не сказывается. Однако при значительной величине сигнала могут возникнуть высшие гармонические составляющие. Почти обязательно в преобразователе возникает составляющая с частотами, кратными частоте гетеродина, особенно при работе с отсечкой. Все эти новые, возникшие в преобразователе частоты могут привести к характерным для супергетеродинного приемника искажениям.

В начале курса мы познакомились с наличием зеркального канала, т. е. такой частоты, разность которой с частотой гетеродина равна промежуточной, как и у основного канала. Если $f_{\text{гет}} - f_{\text{с}} = f_{\text{пр}}$, то $f_{\text{з}} - f_{\text{гет}} = f_{\text{пр}}$. Поэто-

му, если на преобразователь попадет напряжение частоты зеркального канала, оно создает промежуточную частоту и будет усилено наравне с напряжением принимаемой станции. Кроме того, составляющие с частотами, кратными частоте гетеродина, в свою очередь могут привести к появлению напряжения с промежуточной частотой,

$$f_{\text{пр}} = 3f_{\text{гет}} - f'_{\text{з}};$$

$$f_{\text{пр}} = f'_{\text{з}} - 3f_{\text{гет}} \text{ и т. д.}$$

Частоты всех станций, работающих на возникающих дополнительных каналах включая и зеркальный канал, должны быть отфильтрованы контурами входных цепей и УВЧ, в противном случае они создадут искажения на выходе приемника.

Вместе с тем в определенных точках настройки в преобразователе могут возникнуть комбинационные частоты, близкие к промежуточной частоте. Пусть, например, приемник, имеющий промежуточную частоту $f_{\text{пр}} = 465$ *кгц*, настроен на частоту сигнала $f_{\text{с}} = 931$ *кгц*. Частота гетеродина должна быть $f_{\text{гет}} = f_{\text{с}} + f_{\text{пр}} = 931 + 465 = 1\,396$ *кгц*. Если в преобразователе за счет нелинейности характеристики лампы возникнет вторая гармоника частоты сигнала $2f_{\text{с}} = 2 \cdot 931 = 1\,862$ *кгц*, то с частотой гетеродина она создает разностную частоту $2f_{\text{с}} - f_{\text{гет}} = 1\,862 - 1\,396 = 466$ *кгц*. Эта комбинационная частота очень близка к промежуточной и будет усилена в УПЧ. Совместно с промежуточной частотой 465 *кгц* она создает биения с частотой $466 - 465 = 1$ *кгц*, которые после детектирования создадут на выходе свист, называемый интерференционным свистом, так как он вызван интерференцией (наложением) различных частот.

Частоты настройки приемника, вблизи которых могут появиться интерференционные свисты, можно найти из формулы

$$f_{\text{с}} = \frac{p \pm 1}{q - p} f_{\text{пр}}, \qquad (14\text{-}18)$$

где p и q — любые целые положительные числа.

Если преобразовательный каскад является первым каскадом после входных цепей, то на него может попасть на-

пряжение мощной станции, частоту которой не смогут отфильтровать входные цепи. Это может вызвать перекрестную модуляцию подобно тому, как и в усилителе высокой частоты.

Краткие выводы

Преобразователь частоты является необходимым каскадом всякого супергетеродинного приемника. Он преобразует высокую частоту принятых сигналов в промежуточную, постоянную для данного приемника частоту, на которой и производится основное усиление принятых сигналов.

Для преобразования частоты необходимо сложить колебания принятых сигналов с колебаниями другой частоты, создаваемой в приемнике; при этом получаются биения двух частот, частота которых равна их разности. Поэтому преобразователь частоты должен быть нелинейным устройством, чтобы создать напряжение новой частоты, равной частоте биений.

В зависимости от типа нелинейного элемента в преобразователе частоты преобразовательные каскады разделяются на диодные (вакуумные и полупроводниковые), триодные, пентодные и многосеточные.

Диодные и триодные преобразователи применяются на высших частотах сверхвысокочастотного диапазона, пентодные преобразователи — в диапазоне метровых волн, а на более длинных волнах применяются многосеточные преобразователи.

Многосеточные преобразователи, в которых применяются лампы с двумя управляющими сетками, выгодно отличаются от односеточных тем, что взаимное влияние контуров гетеродина и сигнала сведено к минимуму. Кроме того, многосеточные преобразователи позволяют совместить смесительную лампу с лампой гетеродина. Однако шумы, создаваемые многосеточными лампами, слишком велики, что не позволяет применять их в приемниках сверхвысоких частот.

Преобразовательный каскад можно рассчитывать, как каскад усилителя промежуточной частоты, заменив в нем обычные параметры лампы μ, R_i и S на параметры преобразовательной лампы $\mu_{пр}$, $R_{пр}$ и $S_{пр}$; крутизна характеристики лампы при преобразовании примерно в 4 раза меньше крутизны характеристики лампы, работающей в усилительном режиме.

Преобразовательные каскады благодаря нелинейности характеристик ламп создают наряду с искажениями, подобными искажениям УВЧ и УПЧ, специфические искажения за счет возникновения дополнительных каналов и комбинационных частот.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. В чем заключается принцип преобразования частоты?
2. Почему преобразование частоты невозможно без нелинейного элемента?
3. Какие типы преобразователей частоты вы знаете?
4. Какими качественными показателями характеризуется преобразователь частоты?
5. Как зависит крутизна преобразования от крутизны анодной характеристики лампы?
6. Какие внутренние параметры преобразователя частоты вы знаете?
7. Какой угол отсечки напряжения гетеродина наиболее целесообразно выбирать?
8. Какие схемы односеточного преобразователя вы знаете?
9. Как работают преобразователи частоты с лампами, имеющими две управляющие сетки?
10. Какие искажения возникают в преобразовательном каскаде?

ЗАДАЧИ

1. Определить коэффициент передачи напряжения преобразовательного каскада на лампе 6Ж4, если в ее анодной цепи стоит одиночный контур с индуктивностью $L=20$ *мкгн* и затуханием $d=0{,}03$, а промежуточная частота равна 10 *Мгц*.
2. Возможны ли интерференционные свисты в приемнике, имеющем промежуточную частоту 465 *кгц*, на частотах 4 100 *кгц*; 4 184 *кгц*; 4 211 *кгц*?

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ГЕТЕРОДИНЫ

15-1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ГЕТЕРОДИНАМ

Гетеродин является частью преобразовательного каскада. Он может работать либо с отдельной лампой, либо для него может использоваться часть преобразовательной лампы, как было показано на рис. 14-12.

В диапазонном приемнике контур гетеродина должен при настройке изменять свою резонансную частоту так, чтобы она всегда была выше или ниже частоты принимаемого сигнала, что достигается специальными методами сопряжения контура гетеродина с контурами, настраиваемы-

ми на частоту сигнала. Методы сопряжения будут рассмотрены ниже.

Необходимо, чтобы гетеродин создавал напряжение высокой частоты, достаточное для нормальной работы смесителя, на любой частоте заданного днапазона.

Желательно, чтобы в напряжении гетероднна было как можно меньше гармоник, так как гармоники гетеродина, как указано выше, создают в преобразователе дополнительные каналы.

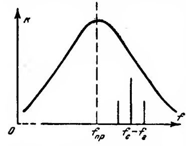


Рис. 15-1. Возникновение искажений при расстройке гетеродина.

Одним из важнейших требований, предъявляемых к гетеродину, является стабильность генерируемой им частоты. При изменении частоты гетеродина разностная частота не совпадает с промежуточной частотой, на которую настроены контуры УПЧ; спектр частот модулированных колебаний сдвигается относительно резонансной характеристики, как показано на рис. 15-1. При небольшой расстройке произойдет искажение сигнала, а при больших расстройках — уменьшение напряжения, подводимого к детектору, или даже полное пропадание приема станции. Необходимо отметить, что входные цепи и УВЧ обычно имеют значительно более широкую полосу пропускания, чем УПЧ, и поэтому расстройка входных цепей и УВЧ не вызывает такого ухудшения приема, какое вызывает изменение частоты гетеродина.

Частота гетеродина может измениться при изменении температуры, влажности, напряжений источников питания и механических воздействий (тряска, удары и т. п.). После включения приемника элементы гетеродина прогреваются, и поэтому в течение первого часа работы частота гетеродина может значительно измениться. Изменение температуры и влажности главным образом изменяет диэлектрическую проницаемость диэлектриков, что может изменить резонансную частоту контура.

Для повышения стабильности частоты гетеродина его монтаж должен быть жестким, элементы должны иметь диэлектрики, мало изменяющие свою диэлектрическую проницаемость при изменении температуры и влажности. Для

устранения вредного влияния изменения температуры в контур часто включается дополнительный конденсатор с отрицательным температурным коэффициентом емкости. Чем выше добротность контура гетеродина, тем выше его стабильность; поэтому в гетеродине желательно применять контур с возможно более высокой добротностью.

Для повышения стабильности напряжения источников питания в анодную цепь часто включают газовый стабилизатор напряжения, а в цепь накала — бареттер.

Наилучшие результаты стабилизации частоты гетеродина дает применение кварцевых генераторов.

Частота гетеродина может быть как выше, так и ниже частоты сигнала на величину промежуточной частоты. При проектировании диапазонного приемника на не слишком высокие частоты выгодно иметь более высокую частоту гетеродина, так как при этом уменьшается коэффициент диапазона и легче применять схемы сопряжения. Однако с повышением частоты гетеродина стабильность его работы ухудшается. Поэтому при работе на более высоких частотах, особенно в диапазоне сверхвысоких частот, частоту гетеродина берут ниже частоты сигнала. Иногда частоту гетеродина берут ниже частоты сигнала и на смеситель подают одну из высших гармоник гетеродина.

15-2. СХЕМЫ ГЕТЕРОДИНОВ

Гетеродин может быть собран по любой схеме генератора с самовозбуждением. Наибольшее распространение получила схема с автотрансформаторной обратной связью и с заземленным по высокой частоте анодом, как показано на рис. 15-2. В этой схеме может применяться пентод или триод, иногда с целью повышения крутизны характеристики применяется пентод в триодном включении. В случае применения лампы с прямым накалом второй конец катода необходимо присоединить к источнику накала через дроссель $L_{\text{др}}$, так как иначе часть контурной катушки между точкой присоединения катода и землей окажется через катод замкнутой накоротко. Такая схема изображена на рис. 15-3.

В случае, если приемник имеет несколько поддиапазонов, при переходе с одного поддиапазона на другой необходимо переключать катушки индуктивности контура и добавочные конденсаторы, необходимые для сопряжения. Кроме того, желательно закорачивать неработающие катушки контура, чтобы не возникли нежелательные резо-

нансные явления (отключенная длинноволновая катушка с малой междувитковой емкостью является контуром, собственная частота которого может оказаться в пределах более высокочастотного диапазона). Схема такого гетероди-

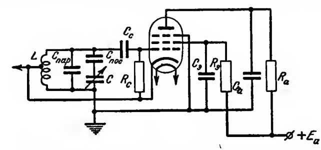


Рис. 15-2. Схема гетеродина с автотрансформаторной обратной связью и заземленным анодом.

на, работающего в трех поддиапазонах, показана на рис. 15-4,*а*.

Недостатком этой схемы является сложность переключателя. Схема, изображенная на рис. 15-4,*б*, позволяет

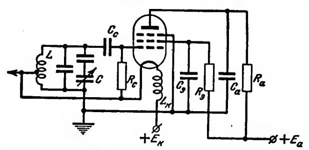


Рис. 15-3. Схема рис. 15-2 при применении лампы прямого накала.

упростить переключатель, но в этом случае неработающие контурные катушки не закорачиваются.

Иногда в приемниках применяются гетеродины с отрицательным сопротивлением. Наличие такого сопротивления объясняется падающим участком вольт-амперной характеристики, т. е. увеличению переменного тока через сопротивление соответствует уменьшение напряжения на нем. Отрицательное сопротивление, подключенное параллель-

но контуру, уменьшает затухание в нем, а при условии небольшой величины последнего совершенно ликвидирует потери в нем, и тогда в контуре возникают незатухающие колебания (с аналогичным явлением мы уже знакомились в гл. 11 при рассмотрении явления самовозбуждения в резонансном усилителе).

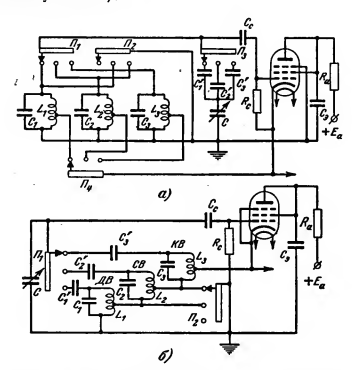


Рис. 15-4. Схемы переключения диапазонов в гетеродине с автотрансформаторной обратной связью.

Схему с отрицательным сопротивлением можно выполнить с помощью двух триодов или на двойном триоде, как это показано на рис. 15-5. Напряжение с контура через емкость C_0 подается на анод правого триода и одновременно на сетку левого триода. Левый триод усиливает колебания и со сдвигом на 180° передает их на сетку правого триода. Ток правого триода синфазен с сеточным напряжением, а потому окажется в противофазе с анодным напряжением поступающим с контура через C_0. Поэтому правый триод,

подключенный к контуру, является отрицательным сопротивлением, и колебания в контуре не затухают.

Другим видом генераторов с отрицательным сопротивлением являются транзитронные генераторы, в которых могут использоваться пентоды или гептоды. Схема транзитронного гетеродина с гептодом показана на рис. 15-6.

Напряжение с контура подается на вторую управляющую сетку и через емкость C_1 на экранные сетки. При увеличение напряжения на управляющей сетке анодный ток растет, что вызывает уменьшение тока экранных сеток, так

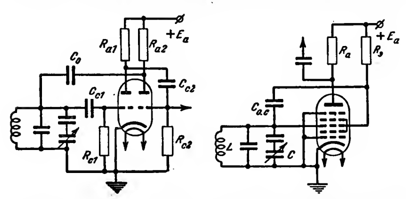


Рис. 15-5. Схема гетеродина с двойным триодом.

Рис. 15-6. Транзитронная схема гетеродина.

как напряжение на этих сетках в этот момент увеличивается. Значит, участок экранная сетка — катод представляет собой отрицательное сопротивление, и в контуре колебания не затухают. Схема на пентоде отличается от разобранной тем, что напряжение с контура поступает на антидинатронную сетку, а через емкость C_0 — на экранную сетку; принцип действия ее аналогичен.

Если в этой схеме первую управляющую сетку не подсоединить к катоду, а подать на нее напряжение сигнала, а сопротивление $R_а$ заменить фильтром промежуточной частоты, то такая схема превратится в смесительный каскад с внутренним гетеродином, собранным по транзитронной схеме.

Транзитронный гетеродин отличается высокой стабильностью частоты и, кроме того, позволяет упростить конструкцию переключателя поддиапазонов.

15-3. СОПРЯЖЕНИЕ КОНТУРА ГЕТЕРОДИНА С КОНТУРАМИ, НАСТРОЕННЫМИ НА ЧАСТОТУ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА

При перестройке приемника на различные частоты поддиапазона резонансная частота контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала, и резонансная частота контура гетеродина должны изменяться в различное число раз. Если, например, диапазон принимаемых частот составляет $f_{мин} = 533$ *кгц*, $f_{макс} = 1\,600$ *кгц*, то коэффициент диапазона равен $k_д = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} = 3$. Частота гетеродина при промежуточной частоте $f_{пр} = 465$ *кгц* должна изменяться от $f_{г.мин} = f_{мин} + f_{пр} = 998$ *кгц* до $f_{г.макс} = f_{макс} + f_{пр} = 2\,065$ *кгц*. Таким образом, частота гетеродина должна измениться не в 3 раза, а в $\frac{f_{г.макс}}{f_{г.мин}} = \frac{2\,065}{998} = 2{,}065$ раза. Как мы видим коэффициент диапазона контура гетеродина получается значительно меньше, чем контура сигнала. При настройке контуров с помощью переменных конденсаторов емкость контура сигнала должна изменяться в $2{,}065^2 = 4{,}26$ раза. Те же результаты получаются при настройке контура переменной индуктивностью.

Если частота гетеродина выбрана ниже частоты сигнала, то коэффициент диапазона контура гетеродина будет больше коэффициента диапазона контура сигнала.

Перестройку контуров сигнала и гетеродина можно производить отдельными ручками настройки, однако настройка при этом весьма усложняется, что позволяет применять такой метод лишь в некоторых профессиональных приемниках, обслуживаемых специалистами.

Применение блоков из нескольких переменных конденсаторов, имеющих общую ось, у которых роторные пластины конденсатора гетеродина имеют иную форму или начальный сдвиг относительно статорных, нецелесообразно, так как такой блок может работать лишь в одном диапазоне частот и технология изготовления его значительно затрудняется.

В настоящее время сопряжение контуров гетеродина с контурами сигнала достигается методом добавочных конденсаторов постоянной емкости. Рассмотрим подробнее этот метод.

На рис. 15-7,*а* дана схема контура сигнала и контура гетеродина, а на рис. 15-7,*б* — график зависимости резонансных частот контуров от величины угла поворота конденсаторов. Емкость $C_{сх}$ включает в себя емкость монтажа, входную и выходную емкости ламп и междувитковую емкость катушек (считаем, что эти емкости у катушки контура сигнала и катушки контура гетеродина одинаковые). Графики построены в предположении, что в контуры включены одинаковые прямочастотные конденсаторы; если конденсаторы будут других типов (например, логарифмические), вместо прямых линий надо будет

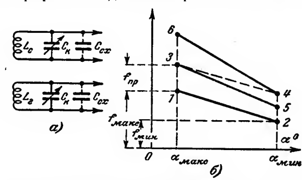


Рис. 15-7. График зависимости изменения частоты контуров сигнала и гетеродина от угла поворота контурного конденсатора.

чертить кривые, но принцип сопряжения от этого не изменится.

Если частота контура сигнала должна изменяться от $f_{макс}$ до $f_{мин}$, т. е. по прямой *1 — 2* (на графике $f_{макс} = 2f_{мин}$), то при заданной промежуточной частоте $f_{пр}$ частота контура гетеродина должна изменяться по прямой *3 — 4*. Однако конденсаторы в обоих контурах одинаковые, и поэтому частота гетеродина при полном повороте конденсатора должна также измениться в 2 раза. Если катушка $L_г$ подобрана так, чтобы при $\alpha_{макс}$ ($C_{мин}$) частота гетеродина была равна $f_{макс}+f_{пр}$, то зависимость частоты гетеродина от угла поворота конденсатора будет выражаться прямой *3 — 5* и полное сопряжение будет лишь на высшей частоте. Если подбором индуктивности $L_г$ достигнуто сопряжение на низшей частоте, то эта же зависимость выразится прямой *4 — 6*.

Включим теперь в контур гетеродина последовательный конденсатор $C_{пос}$, емкость которого близка к максимальной емкости контура $C_{макс}=C_{к.макс}+C_{сх}$, и добьемся подбором индуктивности $L_г$ сопряжения на высшей частоте (рис. 15-8). Общая емкость контура в этом случае будет равна:

$$C_{общ}=\frac{CC_{пос}}{C+C_{пос}}.$$

Пока емкость $C_к$ мала, включенная последовательная емкость большой величины $C_{пос}$ мало скажется на общей емкости контура. Но по мере увеличения емкости $C_к$

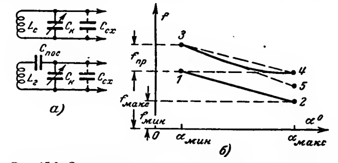


Рис. 15-8. Сопряжение контуров сигнала и гетеродина с помощью последовательного конденсатора.

действие емкости $C_{пос}$ сказывается все сильнее. Если например, $C_{макс}=C_{пос}$, то максимальная емкость контура будет в 2 раза меньше, а минимальная частота контура увеличится в $\sqrt{2}=1{,}41$ раза. Подобрав значение емкости $C_{пос}$, можно сделать так, что точное сопряжение будет как в начале (точка *3*), так и в конце (точка *4*) диапазона.

Рассмотрим теперь случай включения в контур параллельного конденсатора небольшой емкости, близкой к $C_{мин}$ (рис. 15-9). Подобрав индуктивностью $L_г$ сопряжение на низшей частоте, убеждаемся, что общая емкость контура, равная $C_{общ}=C+C_{пар}$, почти не изменилась, так как при большой емкости $C_{к.макс}$ малая емкость $C_{пар}$ почти не изменяет общей емкости контура. Но теперь на высшей частоте общая емкость значительно возросла

(при равенстве $C_{мин} = C_{пар}$ она увеличилась в 2 раза и частота понизилась в $\sqrt{2} = 1{,}41$ раза), и подбором емкости $C_{пар}$ можно добиться сопряжения в точке *3*.

В обоих разобранных случаях можно добиться точного сопряжения лишь в двух точках диапазона; на остальных частотах разностная частота будет либо меньше, либо больше промежуточной, как это видно из графиков.

Включая в контур гетеродина оба сопрягающих конденсатора и подбирая нужное значение $L_г$, можно добиться

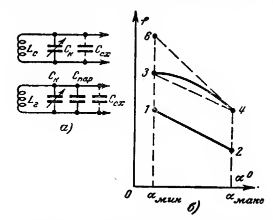


Рис. 15-9. Сопряжение контуров сигнала и гетеродина с помощью параллельного конденсатора.

сопряжения в трех точках *1*, *2* и *3*, как это показано на рис. 15-10. Точки *2* и *3* берутся не на краях диапазона, так как иначе отличие разностной частоты от промежуточной будет более значительным. Частоты диапазона, соответствующие точкам полного сопряжения, обозначены через f_1, f_2 и f_3.

Схема контура гетеродина может быть собрана либо по варианту *б'*, либо по варианту *б''*. Если междувитковая емкость катушки (имеющая основное значение в $C_{сх}$ на не слишком коротких волнах) мала и ею можно пренебречь, возможен вариант *б'*; в противном случае следует пользоваться вариантом *б''* и в емкости $C_{пар}$ учесть $C_{сх}$.

При работе в диапазоне сверхвысоких частот полоса пропускания входных цепей и УВЧ получается очень широкой и расстройка сигнала относительно резонансной частоты этих цепей не сказывается заметно на силе приема. То же получается при узких диапазонах на коротких вол-

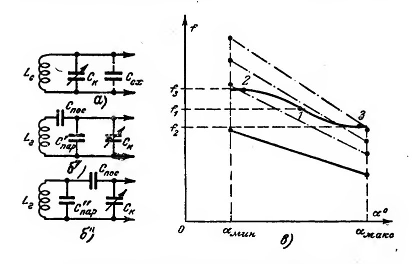


Рис. 15-10. Сопряжение контуров сигнала и гетеродина с помощью последовательного и параллельного конденсаторов.

нах (в «растянутых» диапазонах). В этом случае включение сопрягающих конденсаторов не обязательно; достаточно получить с помощью индуктивности $L_г$ сопряжение в середине диапазона, а если позволяет полоса пропускания входных цепей и УВЧ, их можно в процессе работы вовсе не перестраивать, ведя настройку на станцию только изменением частоты гетеродина.

15-4. РАСЧЕТ ГЕТЕРОДИНОВ

Расчет гетеродина после выбора схемы целесообразно начинать с расчета его контура. Контуры входных цепей и УВЧ должны быть уже рассчитаны. Конденсатор переменной емкости в контуре гетеродина берется такой же, как и в контурах УВЧ и входной цепи, что позволяет использовать для гетеродина одну из секций общего блока переменных конденсаторов.

Расчет сопрягающих конденсаторов $C_{пос}$ и $C_{пар}$ и индуктивности $L_г$, предложенный В. И. Сифоровым, производится в следующей последовательности.

Находятся частоты точного сопряжения:

$$f_1 = \frac{1}{2}(f_{макс} + f_{мин});$$

$$f_2 = f_1 - \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{макс} - f_{мин});$$

$$f_3 = f_1 + \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{макс} - f_{мин}),$$

где $f_{макс}$ и $f_{мин}$ — граничные частоты поддиапазона, *Мгц*.

Определяют вспомогательные величины:

$$a = f_1 + f_2 + f_3;$$

$$b^2 = f_1f_2 + f_2f_3 + f_1f_3;$$

$$c^3 = f_1f_2f_3;$$

$$d = a + 2f_{пр},$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота, *Мгц*;

$$l^2 = \frac{b^2d - c^3}{2f_{пр}};$$

$$m^2 = ad + f_{пр}^2 - b^2 + l^2;\ n^2 = \frac{1}{m^2}(f_{пр}^2 l^2 - c^3 d).$$

Определяется вспомогательная величина:

$$C_0 f_0^2 = \frac{25\,330}{L},$$

где L — индуктивность контура входных цепей (УВЧ), *мкгн*.

После определения этих величин расчет ведется в зависимости от выбранной схемы контура гетеродина.

При применении варианта *б''* находят:

$$C_{пос} = \frac{C_0 f_0^2}{n^2}; \tag{15-1}$$

$$C''_{пар} = \frac{C_0 f_0^2}{l^2 - n^2}. \tag{15-2}$$

$$L_г = L\frac{l^2}{m^2}, \tag{15-3}$$

где емкости — в пикофарадах, а индуктивности — в микрогенри.

При применении варианта б' находят:

$$C_{\text{пос}} = C_0 f_0^2 \left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2} \right); \qquad (15\text{-}4)$$

$$C_{\text{пар}} = \frac{C_0 f_0^2}{l^2}; \qquad (15\text{-}5)$$

$$L_{\text{г}} = L \frac{l^2}{m^2} \frac{C_{\text{пос}} - C_{\text{пар}}}{C_{\text{пос}}}. \qquad (15\text{-}6)$$

После расчета контура следует определить неточность сопряжения на разных частотах поддиапазона по формуле

$$\Delta f = f - m \sqrt{\frac{f^2 + n^2}{f^2 + l^2}} \qquad (15\text{-}7)$$

и убедиться, что наибольшее значение Δf не превышает $^1/_4 - {}^1/_2$ ширины полосы пропускания приемника до преобразователя. (Здесь исходят из ширины полосы пропускания до преобразователя, а не после него, по той причине, что, подстраивая контур гетеродина, всегда можно добиться, чтобы $f_{\text{пр}} = f_{\text{г}} - f_{\text{с}}$. В случае если $f_{\text{с}}$ и не равно резонансной частоте контуров до преобразователя, прием будет обеспечен, если $f_{\text{с}}$ не выходит за пределы полосы пропускания этих контуров.)

Полный расчет режима работы гетеродина обычно не производится, и мы ограничимся расчетом гетеродина на устойчивое самовозбуждение.

Коэффициент обратной связи находится по формуле

$$k_{\text{об.св}} = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{SR_{\text{рез}}}, \qquad (15\text{-}8)$$

где μ — коэффициент усиления лампы гетеродина (или гетеродинной части смесительной лампы);

S — крутизна этой лампы, *ма/в*;

$R_{\text{рез}}$ — наименьшее резонансное сопротивление контура гетеродина, *ком*.

Если для гетеродина используется отдельная лампа, то μ и S определяются из справочника; данных μ и S гетеродинной части смесительных ламп в справочниках не приводится; примерное значение этих величин для ламп 6А7: $S = 2{,}5 \div 5{,}9$ *ма/в* и $\mu = 15 \div 20$, а для лампы 1А1П: $S = 0{,}9$ *ма/в* и $\mu = 6$.

Для получения устойчивых колебаний величину $k_{\text{об.св}}$ следует увеличить в 2—3 раза:

$$k'_{\text{об.св}} = (2 \div 3)\, k_{\text{об.св}}.$$

При автотрансформаторной обратной связи (рис. 15-2 и 15-3) находится индуктивность контурной катушки между точкой присоединения катода и заземленным анодом:

$$L_{а.к} = \frac{L_г}{1 + k'_{об.св}}. \qquad (15\text{-}9)$$

Если применена лампа прямого накала (рис. 15-3), то индуктивность дросселя в цепи катода $L_{др}$ можно определить по формуле

$$L_{др} \approx 20 L_{а.к}. \qquad (15\text{-}10)$$

При трансформаторной обратной связи определяется коэффициент взаимоиндукции между контурной катушкой гетеродина $L_г$ и катушкой обратной связи $L_{св}$:

$$M = k'_{об.св} L_г. \qquad (15\text{-}11)$$

Задавшись конструктивно выполнимым коэффициентом связи $K_{св} = 0{,}4 \div 0{,}6$, можно найти индуктивность катушки связи:

$$L_{св} = \frac{M^2}{K^2_{св} L_г}. \qquad (15\text{-}12)$$

При емкостной обратной связи, иногда применяющейся в гетеродине, когда емкость контура $C_г$ состоит из двух последовательно включенных конденсаторов $C_{а.к}$ и $C_{с.к}$, между которыми включается катод, эти емкости определяются по формулам

$$C_{а.к} = C_г (1 + k'_{об.св}) \qquad (15\text{-}13)$$

и

$$C_{с.к} = \frac{C_{а.с} C_г}{C_{а.с} - C_г}. \qquad (15\text{-}14)$$

Данные гридлика $C_с R_с$ обычно указываются в справочниках и уточняются опытным путем.

Пример расчета гетеродина

Пусть необходимо рассчитать гетеродин радиовещательного приемника при работе в диапазоне средних волн ($f_{мин} = 520$ *кгц*; $f_{макс} = 1\,600$ *кгц*), если промежуточная частота $f_{пр} = 465$ *кгц* и индуктивность контура входной цепи $L = 160$ *мкгн*. Гетеродин работает на смесительной лампе 6А2П ($S = 4$ *ма/в* и $\mu = 18$).

Рассчитываем данные контура гетеродина:

$$f_1 = \frac{1}{2}(f_{\text{макс}} + f_{\text{мин}}) = {}^1/_2\,(1{,}6 - 0{,}52) = 1{,}06;$$

$$f_2 = f_1 - \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}) = 1{,}06 - \frac{\sqrt{3}}{4}(1{,}6 - 0{,}52) = 0{,}593;$$

$$f_3 = f_1 + \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}) = 1{,}06 + \frac{\sqrt{3}}{4}(1{,}6 - 0{,}52) = 1{,}527;$$

$$a = f_1 + f_2 + f_3 = 1{,}06 + 0{,}593 + 1{,}527 = 3{,}18;$$

$$b^2 = f_1f_2 + f_2f_3 + f_1f_3 = 1{,}06\cdot 0{,}593 + 0{,}593\cdot 1{,}527 + 1{,}06\cdot 1{,}527 = 3{,}15;$$

$$c^3 = f_1f_2f_3 = 1{,}06\cdot 0{,}593\cdot 1{,}527 = 0{,}96;$$

$$d = a + 2f_{\text{пр}} = 3{,}18 + 2\cdot 0{,}465 = 4{,}11;$$

$$l^2 = \frac{b^2d - c^3}{2f_{\text{пр}}} = \frac{3{,}15\cdot 4{,}11 - 0{,}96}{2\cdot 0{,}465} = 12{,}9;$$

$$m^2 = ad + f_{\text{пр}}^2 - b^2 + l^2 = 3{,}18\cdot 4{,}11 + 0{,}465^2 - 3{,}15 + 12{,}5 = 22{,}67;$$

$$n^2 = \frac{1}{m^2}(f_{\text{пр}}^2 l^2 - c^3 d) =$$

$$= \frac{1}{22{,}67}\,(0{,}465^2\cdot 12{,}9 - 0{,}96\cdot 4{,}11) = 0{,}0516;$$

$$C_0 f_0^2 = \frac{25\,330}{L} = \frac{25\,330}{160} = 158.$$

При выборе варианта *б′* находим:

$$C_{\text{пос}} = C_0 f_0^2\left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2}\right) = 158\left(\frac{1}{0{,}0516} - \frac{1}{12{,}9}\right) = 3\,060\ \textit{пф} \approx 3\,000\ \textit{пф};$$

$$C'_{\text{пар}} = \frac{C_0 f_0^2}{l^2} = \frac{158}{12{,}9} = 12{,}25\ \textit{пф} \approx 12\ \textit{пф};$$

$$L_{\text{г}} = L\frac{l^2}{m^2}\cdot\frac{C_{\text{пос}} + C'_{\text{пар}}}{C_{\text{пос}}} = 160\cdot\frac{12{,}9}{22{,}67}\cdot\frac{3\,060 + 12{,}25}{3\,060} = 91{,}3\ \textit{мкгн}.$$

При выборе варианта *б″* находим:

$$C_{\text{пос}} = \frac{C_0 f_0^2}{n^2} = \frac{158}{0{,}0516} = 3\,060\ \textit{пф} \approx 3\,000\ \textit{пф};$$

$$C''_{\text{пар}} = \frac{C_0 f_0^2}{l^2 - n^2} = \frac{158}{12{,}9 - 0{,}0516} = 12{,}4\ \textit{пф} \approx 12{,}5\ \textit{пф};$$

$$L_{\text{г}} = L\frac{l^2}{m^2} = 160\cdot\frac{12{,}9}{22{,}67} = 90\ \textit{мкгн}.$$

Как мы видим, оба варианта практически совпадают. Это получилось потому, что $C_{пос}$ составляет несколько тысяч пикофарад. В этом случае наличие конденсатора $C_{пос}$ излишне.

Находим резонансное сопротивление контура гетеродина на низшей частоте диапазона, задавшись затуханием $d = 0{,}0125$:

$$R_{рез} = \frac{2\pi f_{мин.г} L_г}{d} + \frac{2\pi \cdot 985 \cdot 10^3 \cdot 91 \cdot 10^{-6}}{0{,}0125} = 45 \text{ ком.}$$

Определяем коэффициент обратной связи:

$$k_{об.св} = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{SR_{рез}} = \frac{1}{18} + \frac{1}{4 \cdot 45} = 0{,}061.$$

Увеличиваем этот коэффициент в 3 раза.

$$k'_{об.св} = 3k_{об.св} = 3 \cdot 0{,}061 = 0{,}183.$$

При автотрансформаторной схеме гетеродина определяем

$$L_{а.к} = \frac{L_г}{1 + k'_{об.св}} = \frac{91}{1 + 0{,}183} = 76{,}5 \text{ мкгн.}$$

Краткие выводы

Гетеродин является обязательной составной частью преобразовательного каскада. В нем используется отдельная лампа или часть преобразовательной лампы.

Одним из важнейших требований, предъявляемых к гетеродину, является стабильность генерируемой им частоты, так как при узкой полосе пропускания приемника изменение частоты гетеродина приводит к появлению искажений, ослаблению или полному пропаданию напряжения сигнала на выходе.

Гетеродин может быть собран по любой схеме генератора с самовозбуждением. Наиболее распространенной является схема с автотрансформаторной обратной связью и и с заземленным анодом. Иногда применяются схемы с отрицательным сопротивлением (например, транзитронная схема), позволяющие упростить конструкцию переключателя поддиапазонов.

Для сопряжения контура гетеродина с контурами сигнала применяются специальные схемы сопряжения.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какую роль выполняет гетеродин в приемнике? В каком приемнике гетеродин не требуется?
2. Какие требования предъявляются к гетеродину?
3. Если приемник, работающий в диапазоне коротких волн, имеет

отдельные ручки настройки контуров сигнала и контура гетеродина, какой из ручек производится точная настройка на станцию и почему?

4. Почему в радиовещательном приемнике частоту гетеродина берут всегда выше частоты сигнала, а в приемниках, работающих в диапазоне сверхвысоких частот, поступают наоборот?

5. Объясните принцип действия транзитронной схемы гетеродина.

6. Объясните действие сопрягающих конденсаторов на резонансную частоту контура гетеродина.

ЗАДАЧА

Рассчитать гетеродин радиовещательного приемника при работе в диапазоне длинных волн (150—415 *кгц*), если промежуточная частота $f_{пр} = 110$ *кгц*, а индуктивность катушки входной цепи $L = 2$ *мгн*. В гетеродине используется часть смесительной лампы 1А1П ($S = 0{,}9$ *ма/в*; $\mu = 6$). Добротность контура гетеродина $d = 0{,}015$.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

РУЧНЫЕ И АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ В РАДИОПРИЕМНИКАХ

16-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РЕГУЛИРОВКАХ В ПРИЕМНИКАХ

В процессе эксплуатации радиоприемного устройства всегда возникает необходимость в различного рода регулировках, обеспечивающих качественный прием радиостанций в различных условиях.

Все регулировки можно разделить на ручные и автоматические; первые из них производятся оператором с помощью ручек управления, вторые — автоматические в самом радиоприемном устройстве. Хотя автоматические регулировки и более совершенные, они не могут полностью заменить ручные регулировки, и почти всегда ручные регулировки имеются в приемнике наряду с автоматическими, за исключением тех немногих случаев, когда возможность управления приемником оператором по тем или иным причинам исключается.

Обычно в приемнике подвергаются регулировке три параметра: коэффициент усиления, полоса пропускания и рабочая частота. В процессе радиоприема на приемник поступают сигналы близко расположенных или мощных станций, создающих большую напряженность поля в месте приема, и дальних или маломощных станций, напряженность поля от которых в месте приема мала. Даже при приеме одной и той же станции напряженность поля может

быстро изменяться: в таких условиях находится, например, приемник самолетной радиостанции при связи с радиостанцией аэродрома.

В таких случаях приемник должен быть рассчитан на нормальный прием наиболее слабых сигналов. Тогда при приеме сильных сигналов он окажется перегруженным и исказит сигналы, если не уменьшить его коэффициент усиления. Коэффициент усиления приходится регулировать и в зависимости от наличия или отсутствия помех, удобства отсчета на индикаторе локационного или навигационного приемника или по желанию слушателя радиовещательной программы, что не может выполнить автоматическая регулировка усиления. Поэтому почти все приемники имеют ручную регулировку усиления, которая в радиовещательном приемнике выполняет функцию регулятора громкости.

Однако возможны и быстрые изменения напряженности поля принимаемой станции в месте приема. Главной причиной их являются фединги (замирания). Регулировать усиление приемника ручным регулятором так, чтобы избавиться от результатов федингов, почти невозможно. Поэтому наряду с ручной регулировкой усиления (сокращенно РРУ) применяется и автоматическая регулировка усиления (АРУ).

О необходимости в некоторых случаях регулировать полосу пропускания усилителя промежуточной частоты уже говорилось в гл. 12; там же объяснялись и методы этой регулировки, и здесь мы не будем останавливаться на этом вопросе. Регулировка полосы в вещательных приемниках применяется и в каскадах усилителя низкой частоты с целью изменения тембра звука по желанию слушателя.

Настройка приемника на различные рабочие частоты в подавляющем большинстве приемников ручная, однако в сложных профессиональных приемниках имеются электромеханические системы настройки приемника с кнопочным управлением. Но наряду с настройкой иногда требуется подстройка рабочей частоты, особенно у приемников с фиксированной настройкой и потому не имеющих органов настройки. Необходимость такой подстройки вызывается нестабильностью частоты передатчика и особенно частоты гетеродина приемника. Автоматическая подстройка значительно облегчает труд оператора, а в приемниках, не управляемых оператором, совершенно необходима.

16-2. РУЧНАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Ручная регулнровка уснлення может пронзводнться разлнчнымн методамн н в различных каскадах прнемннка. Еслн в приемннке нет снстемы автоматнческой регулнровкн уснлення, то ручную регулнровку наиболее целесообразно пронзводнть в первых каскадах прнемннка, чтобы не перегружать остальные его каскады.

Изменять коэффнцнент уснлення в уснлнтельном каскаде можно измененнем напряження на экранной сетке нли нзмененнем напряження смещення на управляющей сетке лампы. Из гл. 14 нзвестно, что нзмененне напряження на одной из сеток лампы вызывает нзмененне крутнзны характернстнкн по другой сетке. На этом основан прннцнп регулнровки уснлення измененнем напряження на экранной сетке, которое приводнт к измененню крутнзны, а следовательно, н к пропорцнональному нзмененню коэффнцнента уснлення ($K=SR_{рез}$). Для регулнровкн уснлення нзменением напряження смещення требуется лампа с переменной крутнзной.

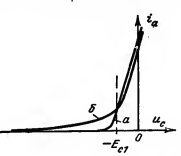


Рис. 16-1. Анодно-сеточные характеристики ламп с короткой характеристикой (*а*) и переменной крутизной (*б*).

На рнс. 16-1 показана анодно-сеточная характеристнка лампы с переменной крутнзной (часто называемой лампой варнмю). Как мы видны, прн смещеннях, по абсолютной велнчнне меньшнх, чем E_{c1}, эта лампа нмеет такую же высокую крутнзну, как н обычная, а прн большем смещеннн крутнзна падает, но прямолнннейный участок характернстнкн не сокращается, а потому увелнчение амплитуды снгнала не увелнчнвает нскаження, как у обычной лампы. Характернстнка лампы с переменной крутнзной обеспечнвается спецнальной конструкцней управляющей сеткн. На рис. 16-2,*а* прнведена схема уснлнтельного каскада с регулнровкой уснлення измененнем напряження на экранной сетке с помощью потенцнометра R_1—R_2, а на рнс. 16-2,*б*— измененнем напряження смещення с помощью потенцнометра $R_к$.

В приемниках, имеющих систему автоматической регулировки усиления, применение ручного регулятора усиления до детектора нецелесообразно, так как часть каскадов до детектора уже охвачена системой АРУ. Если поместить

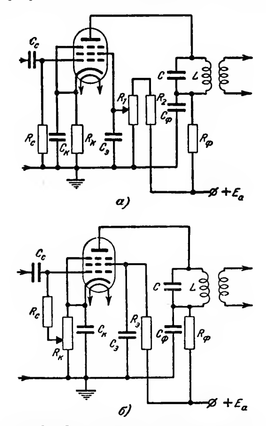


Рис. 16-2. Схемы ручной регулировки усиления каскада изменением напряжения на экранной сетке (*а*) и напряжения смещения (*б*).

ручной регулятор усиления на входе приемника, то при понижении им усиления входной цепи или первого усилительного каскада система АРУ повысит усиление остальных каскадов. В то же время применять ручную регулировку усиления на выходе приемника тоже нецелесообразно, так как в этом случае будут бесцельно перегружаться все каскады — от детектора до регулируемого каскада. Поэто-

му в современных приемниках, имеющих АРУ, ручной регулятор усиления ставят между детектором и первым каскадом УНЧ. Типичная схема включения такого регулятора показана на рис. 13-21.

Схема регулировки усиления, изображенная на рис. 13-21, применяется в большинстве профессиональных приемников, но не может удовлетворить слушателей радиовещательного приемника. Причиной этого является особенность нашего слуха. Дело в том, что наше ухо хорошо воспринимает средние звуковые частоты, равные, примерно 400—1 000 *гц*, и хуже воспринимает высокие и низкие частоты. При пропорциональном уменьшении амплитуды всех частот нам кажется, что особенно понизилась слышимость высших и низших частот и звук исказился. Поэтому в радиовещательных приемниках при понижении усиления желательно повысить уровень высших и низших частот по сравнению со средними частотами. Но схемы регуляторов при этом получаются слишком сложными, и поэтому обычно ограничиваются повышением уровня только низших частот, пропадание которых ощущается особенно неприятно.

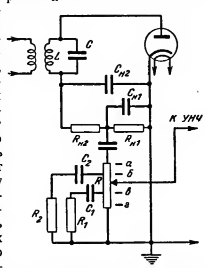


Рис. 16-3. Схема регулятора громкости с корректирующими цепями.

Схема регулятора громкости с корректирующими цепями для относительного подъема уровня низших частот показана на рис. 16-3. По мере передвижения движка потенциометра R от точки a к точке $б$ все больше сказывается влияние корректирующей цепочки R_2C_2, которая благодаря емкости C_2 уменьшает сопротивление потенциометра для высших и средних частот по сравнению с сопротивлением для низших частот. После прохождения точки $б$ цепочка R_2C_2 перестает влиять на относительное повышение громкости низших частот, но по мере приближения движка к точке $в$ такое же влияние начинает оказывать цепочка

R_1C_1. Благодаря этому понижение громкости звучания средних и высших частот происходит быстрее, а низших частот — медленнее. Иногда вместо двух корректирующих цепочек с целью упрощения конструкции применяется одна.

16-3. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) достигается автоматической подачей на сетки усилительных ламп отрицательного смещения, пропорционального напряжению принятого сигнала. В регулируемых каскадах, как уже говорилось, должны применяться лампы с переменной крутизной. Принцип действия системы АРУ можно понять из рис. 16-4. На схеме изображен последний каскад УПЧ и

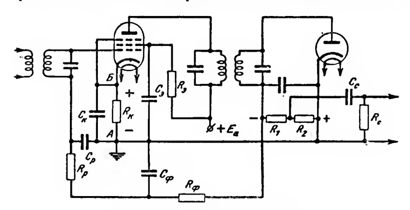


Рис. 16-4. Схема простой АРУ.

детектор, с части нагрузки которого R_2 подается напряжение к УНЧ, а напряжение, выделяющееся на всей нагрузке ($R_н = R_1 + R_2$), подводится через фильтр $R_ф C_ф$ к сеткам усилительных ламп, в том числе к сетке лампы последнего каскада УПЧ.

Проследим, какие постоянные напряжения приложены к сетке усилительной лампы относительно ее катода. Между катодом и землей стоит сопротивление автоматического смещения $R_к$, на котором анодный и экранный токи лампы создают падение напряжение E_{c0} относительно катода, так что точка A имеет отрицательный потенциал. Отрицательный потенциал точки A через сопротивления R_2, R_1, $R_ф$ и $R_р$ передается на управляющую

сетку лампы, таким образом потенциал сетки становится отрицательным по отношению к катоду. Так как в цепях управляющих сеток как этой, так и других ламп постоянного тока нет, то падение напряжения на $R_р$ и $R_ф$ равно нулю. Что касается нагрузки детектора $R_н = R_1 + R_2$, то на нем, как мы знаем, создается пульсирующее напряжение, пропорциональное амплитуде высокочастотных колебаний сигнала. Переменная составляющая части этого напряжения через цепь $C_сR_с$ поступает в усилитель низкой частоты, а постоянная составляющая тока создает падение напряжения $E_{ср}$ с полярностью, указанной на схеме. Таким образом отрицательный потенциал сетки относительно катода увеличивается. Фильтр $R_фC_ф$ необходим для того, чтобы на сетки не прошла переменная составляющая низкой частоты. Таким образом напряжение смещения на сетке усилительной лампы равно: $-E_с = -E_{с0} - E_{ср}$. Чем большее напряжение принятого сигнала поступит на детектор, тем больше будет абсолютное значение регулирующего напряжения смещения $E_{ср}$, тем левее сместится рабочая точка на характеристике усилительной лампы и тем меньше будет значение крутизны, а значит, и коэффициента усиления усилительного каскада. Так как к цепи АРУ присоединяются сетки многих усилительных ламп, то для уменьшения возможной связи между ними в цепь каждой сетки целесообразно включить развязывающий фильтр $R_рC_р$.

На рис. 16-5 показана амплитудная характеристика приемника без АРУ и с простой АРУ, принцип действия которой мы разобрали. При отсутствии АРУ коэффициент усиления приемника до детектора с некоторым приближением мы можем считать постоянным, а потому повышение напряжения на входе приемника ведет к пропорциональному повышению напряжения на выходе. При наличии АРУ повышение напряжения на входе ведет к понижению коэффициента усиления, и поэтому амплитудная характеристика изогнута в сторону более низких выходных напряжений при тех же входных.

Рассматривая амплитудную характеристику, можно видеть два недостатка схемы простой АРУ: во-первых, простая АРУ не обеспечивает постоянства усиления приемника в широком диапазоне изменения входных сигналов; во-вторых, действие АРУ начинается с самых малых входных

напряжений. Первый недостаток объясняется тем, что при повышении входного напряжения коэффициент усиления будет снижаться лишь в том случае, когда на сетки ламп поступит большое напряжение смещения от детектора, а последнее возможно лишь при повышении напряжения на нем, т. е. при повышении выходного напряжения. Схемы АРУ, ликвидирующие этот недостаток, сложны, о принципе их действия будет сказано ниже. Второй недостаток приводит к тому, что даже слабые сигналы будут ослабляться системой АРУ, что приведет к ухудшению чувствительности приемника.

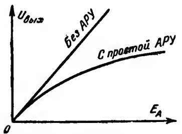


Рис. 16-5. Амплитудные характеристики приемника без АРУ и с простой АРУ.

Второй недостаток можно ликвидировать, если система АРУ будет начинать действовать лишь тогда, когда напряжение принятых сигналов превзойдет определенную величину; когда же напряжение сигнала будет слишком мало, система АРУ будет выключена. Такая система называется АРУ с задержкой.

Для осуществления задержанной АРУ между анодом и катодом детектора нужно подать постоянное напряжение (напряжение задержки $E_з$) минусом на анод и плюсом на катод. Тогда диод будет заперт и начнет работать лишь тогда, когда амплитуда напряжения, подаваемого на вход детектора, превзойдет напряжение задержки (рис. 16-6). Но в этом случае детектор вообще не детектирует слабые сигналы и весь смысл АРУ с задержкой теряется. Поэтому в приемнике, имеющем АРУ с задержкой, должно быть два самостоятельных детектора: один для получения напряжения низкой частоты, не имеющей задержки, а потому детектирующий сигналы любого напряжения, и другой, имеющий задержку, специально для системы АРУ. Для этой цели вполне подходят двойные диоды, двойные диоды-триоды и двойные диоды-пентоды. Один диод этой лампы используется как основной детектор приемника, другой — как детектор АРУ, а триодная или пентодная часть может быть использована в каскаде УПЧ или УНЧ.

На рис. 16-7 показана схема с использованием двойного диода-триода (например, лампы 6Г2). Со второго контура последнего каскада УПЧ напряжение поступает

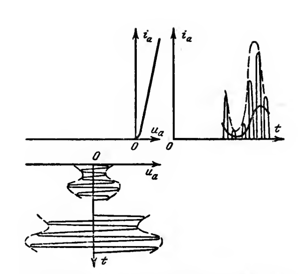


Рис. 16-6. Работа детекторного каскада при наличии напряжения задержки

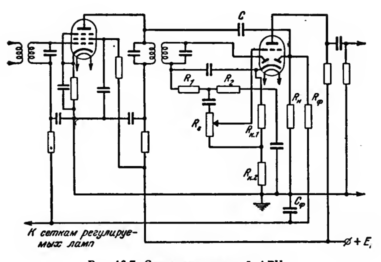


Рис. 16-7. Схема задержанной АРУ.

на левый диод основного детектора приемника. С части нагрузки этого детектора R_2 через регулятор R_r напряжение поступает на первый каскад УНЧ, в котором используется триодная часть лампы. Напряжение смещения на сетку триодной части снимается с сопротивления $R_{к1}$.

В детекторе АРУ используется правый диод. Чтобы контуры фильтров имели по возможности одинаковые затухания, напряжение на правый диод подается с первого контура фильтра, а так как этот контур находится под высоким анодным напряжением, применена параллельная схема детектора. Снимаемое с сопротивления нагрузки $R_н$ детектора АРУ напряжение через фильтр $R_ф C_ф$ поступает на сетки регулируемых ламп. Между анодом и катодом правого диода через сопротивление нагрузки $R_н$ включено сопротивление $R_{к1}+R_{к2}$, на котором анодный ток лампы создает падение напряжения, которое и является напряжением задержки. Если напряжение смещения триода будет равно напряжению задержки, то сопротивление $R_{к2}$ ставить не нужно.

На рис. 16-8 показана амплитудная характеристика приемника при наличии простой АРУ и АРУ с задержкой. Как видно из рисунка, при АРУ с задержкой амплитудная характеристика круто поднимается до выходного напряжения $U'_{вых}$, соответствующего напряжению задержки, после чего характеристика имеет пологий участок.

Рис. 16-8. Амплитудные характеристики приемника без АРУ, с простой АРУ и с задержанной АРУ.

Действие АРУ характеризуется двумя величинами: отношением максимального входного напряжения к минимальному

$$\alpha=\frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.мин}} \quad (16\text{-}1)$$

и отношением максимального выходного напряжения к минимальному

$$\beta=\frac{U_{вых.макс}}{U_{вых.мин}}. \quad (16\text{-}2)$$

Величина α в различных приемниках обычно лежит в пределах 10^3—10^5, а величина β — в пределах 1,4—4. Для того чтобы при изменении входного напряжения в тысячи

раз выходное напряжение изменялось в таких небольших пределах, необходимо большое изменение коэффициента усиления. Коэффициент усиления приемника до детектора равен:

$$K_{в.ч} = K_1 K_2 K_3 \ldots = S_1 R_{рез1} \, S_2 R_{рез2} \, S_3 R_{рез3} \ldots,$$

где K_1, K_2, K_3 и т. д. коэффициенты усиления каскадов до детектора. Так как резонансные сопротивления контуров при действии АРУ не изменяются, то их произведение можно заменить постоянным множителем A. Тогда получим:

$$K_{в.ч} = A(S_1 S_2 S_3 \ldots). \qquad (16\text{-}3)$$

Чтобы увеличить изменение коэффициента усиления высокочастотного тракта приемника $K_{в.ч}$ под действием АРУ, необходимо либо увеличить число множителей, т. е. число регулируемых каскадов, либо пределы изменения крутизны ламп. Обычно в малоламповых приемниках системой АРУ охватываются лампы всех каскадов до детектора: УВЧ, преобразователя и УПЧ. Если при этом действие АРУ получается больше заданного, т. е. отношение $\frac{\alpha}{\beta}$ больше, чем по условию, часть каскадов можно не охватывать системой АРУ. Учитывая, что работа АРУ связана с нелинейностью анодно-сеточной характеристики (иначе крутизна будет неизменной), напряжение АРУ не следует подавать на преобразовательный каскад, особенно с внутренним гетеродином, так как изменение смещения на сигнальной сетке этих ламп вызывает изменение частоты гетеродина, на первый каскад приемника для предотвращения появления перекрестной модуляции или, наконец, на последний каскад УПЧ, где благодаря большой амплитуде колебаний наиболее возможно возникновение искажений. Если же действие АРУ окажется недостаточным даже при регулировке ламп всех этих каскадов, то необходимо увеличить пределы изменения крутизны. Это можно сделать, если напряжение $E_{ср}$ будет больше, чем то, которое дает детектор в разобранных нами схемах. Для этой цели применяется усиленная АРУ.

Для осуществления усиленной АРУ можно применить две схемы: либо перед детектором АРУ поставить добавочный каскад УПЧ, либо после детектора АРУ поставить каскад усилителя постоянного напряжения. Схема с добавочным каскадом УПЧ (с пентодной частью двойного диода-пентода) приведена на рис. 16-9.

Левый диод используется в основном детекторе приемника. Напряжение промежуточной частоты с первого контура фильтра через цепочку C_cR_c поступает на управляющую сетку пентодной части лампы $Л_2$. Усиленное напряжение промежуточной частоты выделяется на контуре LC и поступает на правый диод детектора АРУ, собранного как и раньше, по параллельной схеме. С сопротивления $R_{к1}$ снимается напряжение смещения на управляющую сетку пентодной части лампы, а напряжение на $R_{к1}+R_{к2}$ является напряжением задержки.

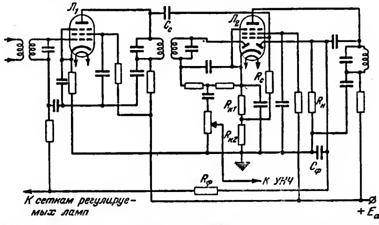


Рис. 16-9. Схема усиленной АРУ с двойным диод-пентодом с усилением на промежуточной частоте.

Применение усилителя постоянного напряжения позволяет упростить схему, причем триодная (или пентодная) часть лампы может служить одновременно и для усиления напряжения низкой частоты и для усиления постоянного напряжения. Такая схема изображена на рис. 16-10. В этой схеме на сетку триодной части поступает как переменное продетектированное напряжение через конденсатор C, так и постоянное продетектированное напряжение через сопротивление R. Если сигнала нет, напряжение на $R_н$ равно нулю, смещение на сетке триода отсутствует и большой анодный ток создает значительное напряжение на сопротивлении $R_к$.

Источник анодного напряжения включен на потенциометр, составленный сопротивлениями R_1 и R_2. Напряжение

на аноде правого диода детектора АРУ относительно катода равно разности напряжеиий на $R_к$ и R_1. При отсутствии сигнала напряжение на $R_к$ преобладает и разностное напряжение иа $R_к$ и R_1, являющееся иапряжеиием задержки, запирает диод. Когда амплитуда сигнала достигает определенной величины, отрицательное напряжеиие на $R_н$ настолько уменьшает анодный ток, что напряжение иа $R_н$ окажется больше иапряжения иа $R_к$, диод отпирается и его анодный ток создает иа иагрузке R_1

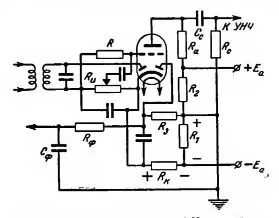


Рис. 16-10. Схема усиленной АРУ с двойиым диод-трнодом с усиленнем постоянного напряжения.

напряжеиие, минус которого через фильтр $R_ф C_ф$ поступает на сетки регулируемых ламп. Усилеиие схемы объясняется тем, что продетектироваииое иапряжеиие с $R_н$ сиимается на сетку триода, а напряжение, измеияющее потенциал аиода правого диода, снимается с сопротивления $R_к$, включеиного в анодную цепь триода.

Большое зиачеиие в работе АРУ имеет правильный выбор постоянной времени фильтра $\tau_ф = R_ф C_ф$. Если постоянная времеии мала, то полезное измеиеиие амплитуды передаваемого сигнала будет уменьшаться, что приведет к демодуляции сигиала, т. е. к умеиьшеиию коэффициеита глубины модуляции. Если же $\tau_ф$ велика, то система АРУ не будет успевать срабатывать при измеиеиии амплитуды несущей частоты, вызываемом замираиием.

Практически для радиовещательных приемников постоянную времени берут равной 0,05 — 0,2 *сек*, а для телеграфных — 0,1 — 1 *сек*. Очень важен правильный выбор $\tau_ф$ в приемниках импульсных сигналов, так как при малом значении постоянной времени смещение, вызванное преды-

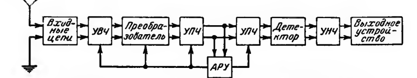


Рис. 16-11. Блок-схема приемника с автоматической регулировкой усиления „назад-вперед“.

дущим импульсом, к приходу следующего импульса может значительно уменьшиться и система АРУ по существу для импульсных сигналов перестает работать. Поэтому $\tau_ф$ берут несколько большей периода следования импульсов.

Для всех рассмотренных схем АРУ сохраняется недостаток, о котором мы говорили в начале параграфа: непостоянство выходного напряжения при изменении входного. Для устранения этого недостатка необходимо регулирующее напряжение подавать не только на каскады, предшествующие детектору АРУ, но и на следующие за ним каскады. При такой схеме АРУ возможно даже получение уменьшения выходного напряжения регулируемых каскадов, следующих после детектора АРУ. Блок-схема приемника, в котором применена такая система АРУ, показана на рис. 16-11, а его амплитудная характеристика — на рис. 16-12. Системой АРУ могут быть охвачены и первые каскады УНЧ. Однако такая система АРУ сложна и редко применяется.

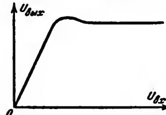


Рис. 16-12. Амплитудная характеристика приемника с системой АРУ „назад-вперед“.

Особые требования предъявляются к схемам цепей питания сеток ламп усилительных каскадов, охваченных системой АРУ. Дело в том, что увеличение напряжения смещения вызывает уменьшение катодного тока. Если начальное напряжение смещения получается в каждом каскаде

за счет сопротивления $R_к$ в цепи катода, то при уменьшении катодного тока оно уменьшится, что противодействует работе АРУ. При изменении катодного тока изменяется и ток экранной сетки, и если экранная сетка питается через гасящее сопротивление $R_э$, то при возрастании смещения от АРУ повышается напряжение на экранной сетке, что также противодействует работе АРУ. Поэтому желательно напряжение начального смещения снимать с сопротивления, включенного в общую анодную цепь приемника (между минусом источника и землей), а напряжение на экранные сетки подавать с потенциометра.

16-4. РАСЧЕТ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Расчет АРУ производится после того, как рассчитаны все каскады приемника. Заданными являются коэффициенты α и β, характеризующие работу АРУ. При выборе величины $\alpha = \frac{U_{вх.макс}}{U_{ах.мин}}$ можно считать, что $U_{ах.мин}$ равно э. д. с. в антенне, соответствующей чувствительности приемника, а величина $U_{вх.макс}$ обычно не превышает 0,1 *в*. Рассчитанный коэффициент усиления до детектора является максимальным коэффициентом усиления $K_{макс}$.

Расчет начинается с выбора числа регулируемых каскадов (в малоламповом приемнике обычно регулировкой охватываются все каскады по детектора, включая и преобразователь).

Затем находится отношение максимального коэффициента усиления высокочастотного тракта к минимальному:

$$\frac{K_{макс}}{K_{мин}} = \frac{U_{вых\ мин}}{U_{вх.мин}} : \frac{U_{вых.макс}}{U_{вх.макс}} = \frac{U_{ах.макс}}{U_{вх.мин}} : \frac{U_{вых.макс}}{U_{вых.мин}} = \frac{\alpha}{\beta}.$$

Согласно формуле (12-3)

$$K_{макс} = A(S_{1\ макс}\, S_{2\ макс}\, S_{3\ макс} \ldots)$$

и

$$K_{мин} = A(S_{1\ мин} S_{2\ мин} S_{3\ мин} \ldots),$$

откуда,

$$\frac{K_{макс}}{K_{мин}} = \frac{S_{1\ макс}\, S_{2\ макс}\, S_{3\ макс}}{S_{1\ мин}\, S_{2\ мин} S_{3\ мин}} = \frac{\alpha}{\beta}. \qquad (16\text{-}4)$$

После этого следует постронть графнк завнсимостн

$$S_1S_2S_3\ldots=f(E_{ср}),$$

показанный на рис. 16-13, пpнчем крутизну каждой лампы при $E_{ср}=0$ следует брать для начального смещения ΔE_{c0}.

Так как изменение произведения $S_1S_2S_3\ldots$ велико, то величины по оси ординат лучше откладывать в логарифмическом масштабе. Из графика находят произведение $S_{1\,макс}R_{2\,макс}S_{3\,макс}\ldots$, соответствующее $E_{ср}=0$, затем определяют произведенне $S_{1\,мин}S_{2\,мин}S_{3\,мин}$ по формуле:

$$S_{1\,мин}S_{2\,мин}S_{3\,мин}\ldots=\frac{\beta}{\alpha}S_{1\,макс}S_{2\,макс}S_{3\,макс}\ldots,$$

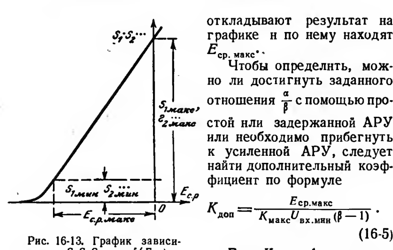


Рис. 16-13. График зависимости $S_1S_2S_3\ldots=f(E_{ср})$.

откладывают результат на графике н по нему находят $E_{ср.\,макс}$.

Чтобы определнть, можно ли достигнуть заданного отношения $\frac{\alpha}{\beta}$ с помощью простой нли задержанной АРУ или необходимо прибегнуть к усиленной АРУ, следует найти дополнительный коэффициент по формуле

$$K_{доп}=\frac{E_{ср.макс}}{K_{макс}U_{вх.мин}(\beta-1)}. \tag{16-5}$$

Если $K_{доп}=1$, то простая или задержанная АРУ дает как раз нужное отношенне $\frac{\alpha}{\beta}$. Если $K_{доп}<1$, то можно уменьшить количество регулируемых каскадов, построить зависимость $S_1S_2S_3\ldots=f(E_{ср})$ для оставшихся регулируемых каскадов и вновь произвести расчет илн оставить отношение $\frac{\alpha}{\beta}$ выше заданного. Если, наконец, $K_{доп}>1$, а данное отношение $\frac{\alpha}{\beta}$ необходимо выполнить, то следует прибегнуть к усиленной АРУ, пpнчем коэффициент усиле-

ния добавочного усилительного каскада должен быть равен $K_{доп}$.

При применении задержанной АРУ напряжение задержки определяется из формулы

$$E_з = K_{макс} U_{вх.мин}. \qquad (16\text{-}6)$$

Расчет детектора АРУ аналогичен расчету основного детектора.

Для проверки действия рассчитанной системы АРУ необходимо построить амплитудную характеристику. Для этого, задаваясь промежуточными значениями $E_{ср}$, по графику находят соответствующие значения произведения $S_1S_2S_3$, а отсюда и коэффициенты усиления до детектора

$$K = \frac{S_1S_2S_3}{S_{1\,макс}S_{2\,макс}S_{3\,макс}} K_{макс}. \qquad (16\text{-}7)$$

Если усилительного каскада в системе АРУ нет, то соответствующее значение напряжения на входе детектора будет $U_{вых}$, а напряжение на входе приемника $U_{вх} = \frac{U_{вых}}{K}$.

Построив амплитудную характеристику, т. е. зависимость $U_{вых} = f(U_{вх})$, откладываем на ней $U_{вх.мин}$ и $U_{вх.макс} = \alpha U_{вх.мин}$ и находим соответствующие значения $U_{вых.макс}$ и $U_{вых.мин}$. Найдя отношение $\beta' = \frac{U_{вых.макс}}{U_{вых.мин}}$, проверяем, отвечает ли оно заданному значению β.

Пример расчета АРУ

Пусть необходимо рассчитать систему АРУ в приемнике, имеющем один каскад УВЧ (лампа 6К7), каскад преобразователя (лампа 6А7) и два каскада УПЧ (лампы 6К7). По расчету коэффициент усиления $K_{макс} = 2 \cdot 10^5$, а чувствительность $U_{вх.мин} = 10$ *мкв*. Напряжение смещения на всех лампах равно — 2 *в*.

Необходимо, чтобы при изменении входного напряжения в 10^3 раз, выходное напряжение изменялось не более чем в 5 раз.

Расчет

Так как имеются три усилительных каскада, то можно на преобразовательный каскад не подавать напряжение АРУ.

Находим минимальный коэффициент усиления $K_{мин}$:

$$K_{мин} = K_{макс}\frac{\beta}{\alpha} = 2 \cdot 10^5 \cdot \frac{5}{10^3} = 1\,000.$$

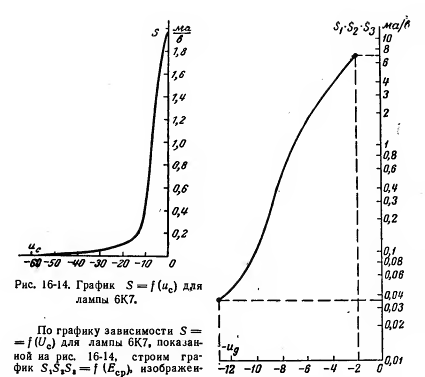


Рис. 16-14. График $S = f(u_c)$ для лампы 6К7.

По графику зависимости $S = f(U_c)$ для лампы 6К7, показанной на рис. 16-14, строим график $S_1S_2S_3 = f(E_{ср})$, изображенный на рис. 16-15:

$S_{1\,макс}S_{2\,макс}S_{3\,макс} = 7$ *ма/в*;

Рис. 16-15. График $S_1S_2S_3 = f(u_c)$ для трех ламп 6К7.

$$S_{1\,мин}S_{2\,мин}S_{3\,мин} = \frac{\beta}{\alpha}\, S_{1\,макс}S_{2\,макс}S_{3\,макс} =$$

$$= \frac{5}{10^3} \cdot 7 = 0{,}035 \text{ ма/в}.$$

По графику находим $E_{ср.макс} = 11$ *в*.

Узнаем, требуется ли усиление в системе АРУ:

$$K_{доп} = \frac{E_{ср.макс}}{K_{макс}U_{вх.мин}(\beta - 1)} = \frac{11}{2 \cdot 10^5 \cdot 10 \cdot 10^{-6}(5 - 1)} = 1{,}25.$$

Хотя коэффициент усиления получился и больше 1, но настолько значительно, что усилительный каскад можно не ставить.

Находим напряжение задержки:

$$E_з = K_{макс}U_{вх.мин} = 2 \cdot 10^5 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 2 \text{ в}.$$

Для построения амплитудной характеристики заполняем таблицу

$E_{ср}$, *в*	$S_1\ S_2\ S_3 \ldots$, *ма/в*	$\dfrac{S_1\ S_2\ S_3 \ldots}{S_{1\,макс} S_{2\,макс} S_{3\,макс} \ldots}$	K	$U_{вых}$, *в*	$U_{вх}$, *в*
0	7	1	$2 \cdot 10^5$	2	10^{-5}
2	3,5	0,5	10^5	4	$4 \cdot 10^{-5}$
4	1	0,143	$186 \cdot 10^2$	6	$2,1 \cdot 10^{-4}$
6	0,5	0,0715	$143 \cdot 10^2$	8	$5,6 \cdot 10^{-4}$
8	0,2	0,0286	$57,2 \cdot 10^2$	10	$1,75 \cdot 10^{3}$
10	0,07	0,01	$20 \cdot 10^2$	12	$6 \cdot 10^{-3}$
12	0,03	0,0043	860	14	$16,3 \cdot 10^{-3}$

То обстоятельство, что кривая имеет не такой вид, как на рис. 16-16, объясняется тем, что входное напряжение отложено в логарифмическом масштабе,

$$U_{вх.мин} = 10 \cdot 10^{-5}\ в;$$

$$U_{вх.макс} = aU_{вх.мин} = 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-5} = 0,01\ в.$$

По кривой находим $U_{вых.мин} = 2\ в$ и $U_{вых.макс} = 12,4\ в$. Отсюда

$$\beta = \frac{U_{вых.макс}}{U_{вых.мин}} = \frac{12,4}{2} = 6,2.$$

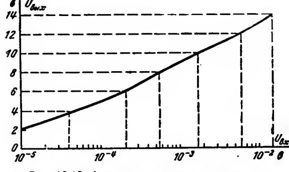


Рис. 16-16. Амплитудная характеристика.

16-5. ПРИМЕНЕНИЕ ВИЗУАЛЬНОГО ИНДИКАТОРА НАСТРОЙКИ

Если в приемнике применена система АРУ, осуществить точную настройку его на частоту принимаемой станции затруднительно, так как выходное напряжение меняется при этом незначительно. В то же время неточная настройка

вызывает искажение сигнала. Поэтому в приемниках, имеющих АРУ, применяются индикаторы настройки.

Одним из типов индикатора настройки может быть миллиамперметр, включенный в анодную цепь ламп, охваченных системой АРУ. При точной настройке на станцию напряжение на детекторе АРУ будет наибольшим, наибольшим будет и смещение на сетках регулируемых ламп, анодные и экранные токи их будут наименьшими и показание миллиамперметра будет минимальным.

В большинстве приемников в качестве индикатора настройки применяются специальные электронно-лучевые лампы типа 6Е5С или 6Е5П.

Применение визуального индикатора настройки в радиовещательном приемнике позволяет настраиваться на станцию при выведенном регуляторе громкости, что избавляет радиослушателя от прослушивания помех, уровень которых особенно велик, когда приемник не принимает сигналов, так как АРУ в это время не работает и чувствительность приемника максимальна.

16-6. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) в приемниках сводится к автоматическому изменению частоты гетеродина с изменением частоты сигнала, так чтобы разностная частота гетеродина и сигнала совпадала с резонансной

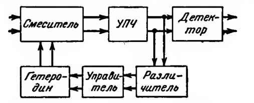


Рис. 16-17. Блок-схема системы автоматической подстройки частоты (АПЧ).

частотой фильтров УПЧ. Блок-схема АПЧ показана на рис. 16-17. Напряжение с усилителя промежуточной частоты поступает на так называемый различитель. Обычно это частотный детектор, принцип действия которого рассмотрен нами в гл. 13. Если от изменения частоты передатчика или гетеродина разностная частота изменилась и не совпадает с промежуточной частотой, на которую настроен контур частотного детектора, на его выходе появляется напряжение,

величина и знак которого зависят от величины и знака расстройки. (Способность фиксировать не только величину, но и знак расстройки обусловливает название этого каскада — различитель.) Управитель должен пропорционально выходному напряжению различителя изменить частоту гетеродина так, чтобы разностная частота совпала с промежуточной. При этом напряжение на выходе различителя становится равным нулю и действие АПЧ прекращается.

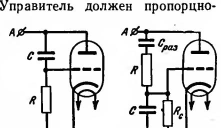


Рис. 16-18. Схемы реактивных ламп.

В качестве управителя в подобных схемах применяется так называемая реактивная лампа, два варианта схемы которой приведены на рис. 16-18. В первом варианте схемы величины емкости C и сопротивления R берут такими, чтобы выполнялось неравенство.

$$\frac{1}{\omega C} \gg R. \qquad (16\text{-}8)$$

Между точками A и K приложены как постоянное, так и переменное напряжения. Переменный ток $\overline{I}_1$, протекающий по цепи R и C, опережает напряжение между A и K почти на 90°, так как в этой цепи преобладает емкостное сопротивление. Напряжение $\overline{U}_с$, создаваемое этим током на сопротивлении R, совпадает с ним по фазе. Анодный ток $\overline{I}_а$ совпадает по фазе с сеточным напряжением $U_с$, а потому опережает анодное напряжение $\overline{U}_{а.к}$ почти на 90° (рис. 16-19). Поэтому эта схема между точками A и K представляет собой емкость. Определим величину этой емкости.

Ток $\overline{I}_1$, проходящий по цепи R и C, равен:

$$\overline{I}_1 = \frac{\overline{U}_{a.k}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \approx \frac{\overline{U}_{a.k}}{\frac{1}{j\omega C}} = j\omega C \overline{U}_{a.k}.$$

Напряжение $\overline{U}_c$ на сопротивление R равно:

$$\overline{U}_c = \overline{I}_1 R = j\omega C R \overline{U}_{a.k}.$$

Анодный ток, как обычно, равен:

$$\overline{I}_a = S\overline{U}_c = j\omega CRS\overline{U}_{a.k}.$$

Отсюда сопротивление лампы

$$\overline{Z}_{a.k} = \frac{\overline{U}_{a.k}}{j\omega CRS\overline{U}_{a.k}} = \frac{1}{j\omega CRS} = \frac{1}{j\omega C_э}, \qquad (16\text{-}9)$$

где $C_э = CRS$.

Этот аналитический вывод еще раз подтверждает, что схема представляет собой емкость.

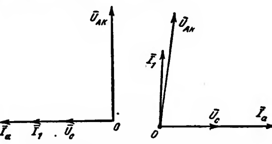


Рис. 16-19. Векторная диаграмма токов и напряжений в схеме рис. 6-18,*а*.

Рис. 16-20. Векторная диаграмма токов и напряжений в схеме рис. 16-18,*б*.

Для схемы рис. 16-18,*б* должно выполняться неравенство

$$\frac{1}{\omega C} \ll R. \qquad (16\text{-}10)$$

Конденсатор $C_{доп}$ и сопротивление R_c никакой роли в работе схемы не играют. Конденсатор $C_{доп}$ нужен, чтобы не допустить постоянное анодное напряжение на сетку; емкость его берут настолько большой, чтобы его сопротивление было ничтожно малым по сравнению с другими сопротивлениями схемы. Сопротивление R_c является сопротивлением утечки: величина его очень велика, значительно превосходит $\frac{1}{\omega C}$.

В этой схеме ток $\overline{I}_1$ почти совпадает по фазе с напряжением $\overline{U}_{ak}$, напряжение U_c на емкости C отстает от тока на 90°, а потому анодный ток $\overline{I}_a$ отстает от напряжения на аноде $\overline{U}_{ak}$ на 90°, т. е. схема между точками A и K представляет собой индуктивность (рис. 16-20). Определим величину этой индуктивности.

Ток $\overline{I}_1$ равен:

$$\overline{I}_1 = \frac{\overline{U}_{a.k}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \approx \frac{\overline{U}_{a.k}}{R}.$$

Напряжение на сетке $\overline{U}_c$ будет:

$$\overline{U}_c = \overline{I}_1 \frac{1}{j\omega C} = \frac{U_{a.k}}{j\omega CR}.$$

Анодный ток равен:

$$\overline{I}_a = S\overline{U}_c = \frac{S\overline{U}_{a.k}}{j\omega CR}.$$

Сопротивление лампы

$$\overline{Z}_{a.к} = \frac{\overline{U}_{a.k}}{I_a} = \frac{\overline{U}_{a.k} j\omega CR}{SU_{a.к}} = j\omega \frac{CR}{S} = j\omega L_э, \qquad (16\text{-}11)$$

где $L_э = \frac{CR}{S}$.

Как мы видим, эквивалентная емкость для первой схемы и эквивалентная индуктивность для второй зависят от крутизны лампы S, а последняя зависит от величины смещения на сетке лампы. Подводя к сетке лампы напряжение от частотного детектора, можно соответственно изменять емкость или индуктивность реактивной лампы, и если эта схема точками A и K присоединена к контуру гетеродина, то частота гетеродина будет изменяться в соответствии с выходным напряжением частотного детектора.

Частоту клистронного гетеродина, применяемого в приемниках сантиметрового диапазона, можно регулировать изменением постоянного отрицательного напряжения на отражательном электроде.

Краткие выводы

При эксплуатации радиоприемных устройств необходимо производить регулировки различных параметров приемников. Обычно регулировке подвергаются усиление приемника и полоса пропускания.

Регулировка усиления бывает как ручная, так и автоматическая, причем эти регулировки предназначены для различных целей и применяются в приемниках одновременно.

Каскад, где производится ручная регулировка усиления, должен стоять после каскадов, работающих в системе АРУ. Обычно ручная регулировка усиления производится на входе УНЧ.

Автоматическая регулировка усиления производится изменением смещения на управляющих сетках усилительных ламп, пропорциональным величине напряжения принятого сигнала. Усилительные лампы должны иметь характеристики с переменной крутизной.

При простой схеме АРУ ослаблению подвергаются все принимаемые сигналы. Для того чтобы слабые сигналы не подвергались действию АРУ, применяют схему АРУ с задержкой. Для того чтобы увеличить действие АРУ, применяют схему усиленной АРУ.

Изменение частоты гетеродина приемника или передатчика вызывает изменение разностной частоты, ввиду чего сигналы искажаются или вовсе пропадают. Для поддержания равенства разностной частоты, равной резонансной частоте фильтров промежуточной частоты, применяется система автоматической подстройки частоты. Система АПЧ состоит из различителя, создающего напряжение, пропорциональное расстройке, и управителя, изменяющего резонансную частоту гетеродина в зависимости от напряжения, поступающего от различителя.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Для чего применяются регулировки в радиоприемниках?
2. Как осуществляется ручная регулировка усиления?
3. Как устроена лампа с переменной крутизной?
4. Для каких целей применяется АРУ?
5. Какие схемы АРУ вы знаете?
6. Начертите схему АРУ с усилителем постоянного напряжения и объясните ее работу.
7. Объясните принцип действия системы автоматической подстройки частоты.
8. Объясните работу реактивной лампы.

ЗАДАЧИ

1. Рассчитайте систему АРУ приемника, имеющего смесительный каскад (лампа 1А2П) и один каскад УПЧ (лампа 1К1П). Чувствительность приемника 300 *мкв*, коэффициент усиления до детектора равен 2 500. Начальное напряжение смещения у обеих ламп равно — 1 *в*. Необходимо, чтобы при изменении входного напряжения на 26 *дб* выходное напряжение изменялось не более чем на 10 *дб*.

2. Определить емкость реактивной лампы, собранной по схеме рис. 17-22,*а*, если $C=200$ *пф*, $R=500$ *ком*. В схеме реактивной лампы работает один из триодов 6Н7 при смещении — 3 *в*.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

17-1. РЕГЕНЕРАЦИЯ

В приемниках прямого усиления трудно обеспечить высокую чувствительность и избирательность, так как требующееся для этого увеличение количества каскадов усилителя высокой частоты ограничивается неустойчивой работой многокаскадного усилителя. Повысить чувствитель-

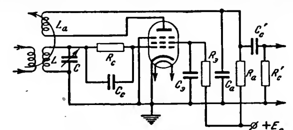


Рис. 17-1. Схема регенератора.

ность и избирательность можно путем применения положительной обратной связи в одном из усилительных каскадов приемника до детектора или в самом детекторном каскаде, если последний обладает усилительными свойствами. Как будет в дальнейшем показано, наиболее удобно использовать для этой цели сеточный детектор.

Каскад, охваченный регулируемой положительной обратной связью, называется регенеративным каскадом или, короче, регенератором. На рис. 17-1 изображена схема регенератора в обычном сочетании с сеточным детектором. Отличие этой схемы от обычной схемы сеточного детек-

тора состоит в том, что в анодную цепь включена катушка $L_а$, индуктивно связанная с контурной катушкой L. Величина этой связи может регулироваться. Как нам известно, в анодной цепи сеточного детектора протекает как ток низкой частоты, полученный в результате детектирования, так и усиленный ток высокой частоты, который мы обозначим через $I_а$. Последний замыкается через конденсатор $C_а$, но проходит также через катушку $L_а$, наводя в контурной катушке э. д. с. взаимоиндукции $E_м$, которая складывается с напряжением принятого сигнала. Рассмотрим на векторной диаграмме (рис. 17-2) соотношение между токами и напряжениями в этой схеме.

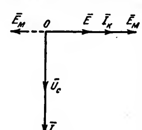


Рис. 17-2. Векторная диаграмма токов и напряжений в регенераторе.

Ток в контуре $\bar{I}_к$, возникший под действием э. д. с. принятого сигнала $\bar{E}$, создает на конденсаторе контура C напряжение $\bar{U}_C$, вектор которого отстает от вектора тока на 90°. Это напряжение, величина которого равна

$$\bar{U}_C=\bar{I}_к \frac{1}{j\omega C},$$

является входным для лампы; оно вызывает в анодной цепи ток $\bar{I}_а=S\bar{U}_C$, совпадающий по фазе с напряжением $\bar{U}_C$.

Ток $\bar{I}_а$ наводит в контурной катушке э. д. с.

$$\bar{E}_М=\pm j\omega M\bar{I}_а,$$

причем в зависимости от взаимного расположения катушек L и $L_а$ вектор $\bar{E}_М$ либо совпадает по фазе с вектором $\bar{E}$, либо будет противоположен ему. В первом случае обратная связь будет положительной, э. д. с. $\bar{E}_М$ усилит напряжение принятого сигнала, что повысит напряжение на выходе каскада; во втором случае обратная связь будет отрицательной и напряжение принятого сигнала будет ослаблено. В регенеративном каскаде применяется положительная обратная связь.

Определим величину э. д. с. взаимоиндукции $\bar{E}_М$, наводимой в контуре за счет действия положительиой обратиой связи,

$$\bar{E}_М = +j\omega M\bar{I}_а = j\omega MS\bar{U}_C = j\omega MS\bar{I}_к \frac{1}{j\omega C},$$

$$\bar{E}_М = \frac{MS}{C}\bar{I}_к. \qquad (17\text{-}1)$$

В результате действия э. д. с. сигнала $\bar{E}$ и э. д. с. взаимоиидукции $\bar{E}_М$ ток в контуре, настроенном иа частоту приходящего сигнала, равен:

$$I_к = \frac{E + E_М}{r} = \frac{E + \frac{MS}{C} I_к}{r},$$

отсюда

$$rI_к = E + \frac{MS}{C} I_к$$

и

$$I_к = \frac{E}{r - \frac{MS}{C}}. \qquad (17\text{-}2)$$

Значит, действие положительиой обратной связи можно рассматривать как умеиьшеиие активиого сопротивления коитура иа величииу MS/C, что вызывает увеличение добротиости коитура. Последнее ие только увеличивает усилеиие каскада, ио и значительио увеличивает его избирательиость, сужая полосу пропускаиия приемника, что может привести к повышеиию частотиых искажеиий.

Если в схеме сближать катушки L и $L_а$, то коэффициент взаимоиндукции M увеличивается и активное сопротивлеиие коитура умеиьшается. При определеиином зиачении коэффициеита взаимоиндукции, изываемом критическим $M_{кр}$, активиое сопротивлеиие коитура стаиет равиым нулю. Тогда возиикшие в контуре колебаиия не будут затухать и регеиеративиый каскад превратится в генератор с самовозбуждеиием. Определим величину критического коэффициеита вазимоиндукции:

$$r - \frac{M_{кр}S}{C} = 0;$$

$$M_{кр} = \frac{rC}{S}. \qquad (17\text{-}3)$$

Возникшие в регенеративном каскаде собственные колебания при малейшей расстройке контура создают биения с колебаниями принятого сигнала, которые в этом же каскаде детектируются, и на выходе приемника прослушивается свист. Для приемника телефонных сигналов это недопустимо; недопустимо это и в приемниках специального назначения, но используется при приеме на слух телеграфных сигналов, о чем будет сказано ниже.

17-2. РЕЖИМЫ И СХЕМЫ РЕГЕНЕРАТОРОВ

Принципиально положительную обратную связь можно применить в любом усилительном каскаде. Иногда она применяется, например, в усилителе промежуточной частоты. Однако наибольший эффект она может дать в том случае, если коэффициент взаимоиндукции будет весьма близок к своему критическому значению, определяемому формулой (17-3), оставаясь чуть меньше его. В этом случае добротность контура будет очень высокой, что приведет к значительному увеличению как усиления, так и избирательности регенеративного каскада.

Значение $M_{кр}$ зависит от емкости контура C, а значит, от его настройки. Поэтому при перестройке приемника следует регулировать величину положительной обратной связи. Было предложено много схем регенераторов, целью которых было получение наиболее плавной регулировки величины обратной связи.

Из всех каскадов приемника наибольшие удобства для регенерации представляет детекторный каскад, так как в анодной цепи детектора усиленное напряжение высокой частоты используется только для целей регенерации. Естественно, что диодный детектор исключается, так как он не усиливает сигнала. Рассмотрим режим работы регенератора, собранного в каскаде сеточного и анодного детекторов.

Сеточный детектор характеризуется тем, что рабочая точка его выбирается на сгибе характеристики сеточного тока и на середине прямолинейной части характеристики анодного тока, как это показано на рис. 17-3. При увеличении M до $M_{кр}$ возникнут собственные колебания в регенеративном каскаде. Если по случайным причинам напряжение колебаний увеличит свою амплитуду, то возрастет рабочий участок характеристики и крутизна, как видно из рис. 17-3, понизится (крутизна характеристики S_2

меньше крутизиы характеристнки S_1). Уменьшеиие крутнзиы приведет согласио формуле (17-3), к увеличеиию затухаиия коитура, а амплитуда собствеииых колебаиий понизится. Поэтому иайтн велнчнну $M_{кр}$ не представляет затрудиеиий.

Такой режим иазывается «мягким» режимом самовозбуждеиия. Иной режим работы получается при аиодиом детектироваиии. В этом случае рабочая точка выбирается иа нижием сгибе аиодио-сеточиой характеристнки, как по-

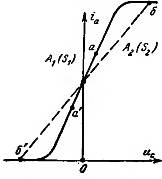


Рис. 17-3. Мягкий режнм возникиовения колебаний.

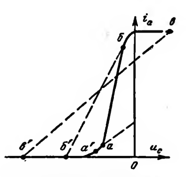


Рис. 17-4. Жесткий режим возникиовения колебаиий.

казано на рис. 17-4. Тогда прн увеличеини связи между катушками L н $L_а$ в момент возиикновения геиерацин случайное повышеиие амплитуды собствениых колебаний прнводит к повышеиию действующего зиачения крутнзиы (S_2, как видио нз рис. 17-14, больше S_1). Но повышеиия крутизиы согласио формуле (17-2) приводит к умеиьшенню активного сопротивления в контуре, а еслн последнее равно нулю,—к создаиию отрицательиого сопротивлеиия, что должно увеличить амплитуду собствеииых колебаиий. Последнее виовь увеличивает крутизиу н т. д. Нарастаиие собствеииых колебаиий будет происходить до тех пор, пока крутизна характеристики, пройдя свое максимальиое зиачеиие, не достигиет величииы $S_3=S_1$. Тогда активиое сопротивление контура вновь стаиет равиым иулю н нарастаиие амплитуды собствеииых колебаиий прекратнтся. Таким образом, при достижеиии крнтического зиачеиия коэффицнента взаимоиидукции $M_{кр}$ собствениые колебаиия, возиикшие прн этом, автоматнчески возрастают до велнчиныы U'_{mc}.

Если теперь уменьшать коэффициент взаимоиндукции, удаляя, например, катушку L_a от катушки L, амплитуда колебаний уменьшается. Однако это приводит к увеличению крутизны S, и поэтому собственные колебания продолжают существовать. Лишь тогда, когда уменьшение связи между катушками L и L_a приведет к такому уменьшению амплитуды, при которой величина крутизны, пройдя максимальное значение, начнет падать, колебания сорвутся. Такой режим возникновения собственных колебаний называется «жестким» режимом самовозбуждения. На рис. 17-5 показаны графики зависимости амплитуды собственных

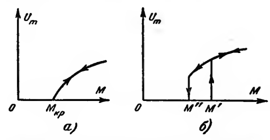


Рис. 17-5. Мягкий (а) и жесткий (б) режимы возникновения колебаний.

колебаний от величины взаимоиндукции для обоих режимов.

При „мягком" режиме возникновения колебаний самовозбуждение наступает при $M_{кр}$; при уменьшении связи катушек L и L_a самовозбуждение прекращается при том же значении $M_{кр}$. При „жестком" режиме возникновения колебаний последние возникают при M', причем амплитуда их тут же автоматически нарастает до значения U'. При уменьшении связи катушек L и L_a собственные колебания продолжают существовать до значения коэффициента взаимоиндукции M'', меньшего, чем M', после чего амплитуда собственных колебаний автоматически падает от значения U'' до нуля.

Поэтому „мягкий" режим самовозбуждения создает благоприятные условия для настройки приемника. Увеличение связи между L и L_a доводит режим работы каскада до самовозбуждения, после чего весьма малое уменьшение связи плавно устанавливает наилучший режим работы,

когда M чуть меньше $M_{кр}$. При „жестком" режиме самовозбуждения установить наилучший режим работы практически становится невозможным: малейшее увеличение связи более M' ведет к самовозбуждению, после чего связь приходится уменьшать до величины M'', которая далека от наилучшего режима (последний будет при связи чуть меньше M'). Поэтому наилучшим каскадом приемника для регенератора является сеточный детектор.

Изменения обратной связи, уменьшающей сопротивление контура на величину $\frac{MS}{C}$, можно добиться изменением коэффициента взаимоиндукции M или крутизны

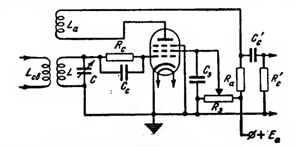


Рис. 17-6. Схема регулировки обратной связи изменением напряжения на экранной сетке.

лампы S регенеративного каскада (изменением емкости C осуществляется настройка приемника, а потому применять его для регулировки обратной связи нельзя). Схема, использующая для регулировки обратной связи изменение величины M, приведена на рис. 17-1. Ее недостатком является сложность конструктивного выполнения плавно меняющейся связи между катушками L и L_a. На рис. 17-6 приведена схема регенеративного каскада, где величина обратной связи плавно изменяется при изменении крутизны лампы, для чего с помощью потенциометра $R_э$ изменяют напряжение на экранной сетке.

Иной метод регулировки величины обратной связи был предложен Рейчарцем и теоретически обоснован Л. Б. Слепяном. Он основан на том, что во всяком каскаде приемника, в том числе и регенеративном каскаде, имеется обратная связь за счет междуэлектродной емкости лампы $C_{а.с}$. Как было показано в гл. 11, при емкостном характере анодной нагрузки обратная связь через емкость

$C_{a.c}$ является отрицательной. В регенеративном каскаде, схема которого изображена на рис. 17-7, анодная нагрузка для высокой частоты носит емкостный характер за счет специально включенного переменного конденсатора C_a. Поэтому наряду с постоянной положительной обратной

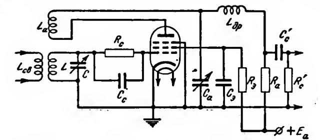


Рис. 17-7. Схема регулировки обратной связи переменным конденсатором.

связью за счет взаимоиндукции между катушками L и L_a в этой схеме имеется регулируемая отрицательная обратная связь через емкость $C_{a.c}$. При уменьшении величины емкости конденсатора C_a отрицательная обратная связь возрастет, так как увеличивается емкостное сопротивление анодной нагрузки. Увеличение отрицательной обратной связи увеличивает затухание контура, нейтрализуя действие положительной обратной связи.

17-3. СВЕРХРЕГЕНЕРАЦИЯ

Основным недостатком регенеративных схем является неустойчивость их работы. Наиболее полно регенеративный каскад используется тогда, когда обратная связь в нем близка к критической. Но в этом случае малейшее изменение режима работы каскада (например, изменение крутизны за счет изменения напряжения источников питания) ведет к резкому изменению усиления и избирательности приемника и может привести к самовозбуждению.

Этот недостаток регенеративной схемы в значительной мере устранен в сверхрегенеративной схеме (иногда называемой суперрегенеративной), простейший вид которой изображен на рис. 17-8. В этой схеме, работающей в режиме анодного детектирования, положительная обратная связь устанавливается несколько больше критической, и

каскад самовозбуждается или находится на грани самовозбуждения. В цепь сетки, помимо напряжения сигнала, подается напряжение от специального генератора гасящей частоты $f_{гас}$. Гасящая частота выбирается значительно меньшей величины, чем частота принимаемого сигнала f_c, но выше максимальной модулирующей частоты (при зву-

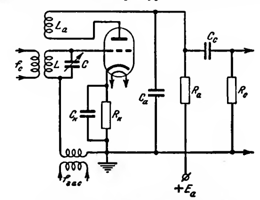


Рис. 17-8. Схема сверхрегенератора.

ковом приеме гасящая частота должна быть выше, чем наивысшая частота, воспринимаемая человеческим ухом, т. е. выше 18 *кгц*). Напряжение гасящей частоты, перемещая рабочую точку по характеристике лампы, меняет ее крутизну таким образом, что периодические колебания, возникающие в каскаде под действием положительной обратной связи, срываются. Таким образом, в сверхрегенеративном каскаде возникает серия «вспышек» собственных колебаний, частота следования которых равна гасящей частоте.

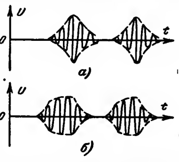


Рис. 17-9. Форма „вспышек" колебаний в сверхрегенераторе.

Форма огибающей кривой каждой вспышки колебаний зависит от величины активного сопротивления контура и периода гасящей частоты. На рис. 17-9,*а* изображена форма «вспышек» собственных колебаний для случая, когда сопротивление контура мало и период гасящей частоты

невелик: колебания еще не достигли своей максимальной величины, когда уже происходит срыв колебаний. На рис. 17-9,б изображен другой случай, когда за период гасящей частоты колебания в контуре успевают нарасти до своего максимального значения. Эти два режима работы, как будет видно в дальнейшем, несколько отличаются друг от друга по своим результатам.

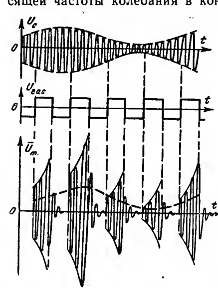


Рис. 17-10. Зависимость амплитуды „вспышек" колебаний от амплитуды сигнала.

Амплитуда собственных колебаний в контуре LC нарастает по закону

$$U_m = U_{m0} e^{\frac{r_1}{2L} t}. \qquad (17\text{-}4)$$

Здесь U_m — амплитуда начальных колебаний в контуре; L — индуктивность контура и r_1 — эквивалентное отрицательное сопротивление контура. Начальные колебания определяются либо колебаниями, созданными в контуре сигналом, либо при отсутствии сигнала шумовыми напряжениями.

Когда сопротивление контура станет положительным, равным r_2, амплитуда колебаний в контуре убывает по закону

$$U_m = U_{mm} e^{-\frac{r_2}{2L} t}, \qquad (17\text{-}5)$$

где U_{mm} — максимальное значение амплитуды колебаний.

На рис. 17-10,*а* изображена форма напряжения принятого сигнала, на рис. 17-10,*б* — напряжение гасящей частоты (для упрощения принята прямоугольная форма) и на рис. 17-10,*в* — напряжение «вспышек» колебаний. Так как каждая «вспышка» начинается с амплитуды, которую имел в этот момент сигнал, то и максимальная амплитуда «вспышки» пропорциональна амплитуде сигнала, а в результате детектирования колебаний получается напряже-

ние (изображенное на рисунке пунктиром), которое повторяет огибающую сигнала. Такой режим работы называется линейным.

Число собственных колебаний за период гасящей частоты небольшое, и максимальная амплитуда «вспышек» лишь незначительно превосходит начальную амплитуду. В действительности частота собственных колебаний бывает в 100 и более раз выше гасящей частоты, что приводит к очень большому нарастанию амплитуды в момент «вспышки». Этим объясняется исключительно высокий коэффициент усиления сверхрегенеративных схем, достигающий 10^6 и более раз.

Иная зависимость продетектированного напряжения от формы огибающей кривой напряжения сигнала получается в случае, когда амплитуда колебаний во время „вспышки" успевает достигнуть своего максимального значения. На рис. 17-11 показана форма огибающей „вспышки" колебаний, в этом случае для двух различных начальных амплитуд U_{m1} и U_{m2}. Величина продетектированного напряжения в этом случае пропорциональна площади фигуры, описанной огибающей „вспышки". Из рисунка видно, что разность этих площадей равна $S_4 - S_3$, причем $T_4 = T_3$. Так как амплитуда начальных колебаний обычно во много раз меньше максимальной амплитуды U_{mm}, то приращение напряжения можно считать пропорциональным площади S_4:

$$\Delta U_c = A(S_4 - S_3) \approx AS_4 = AU_{mm}T_4 = AU_{mm}T_3, \quad (17\text{-}6)$$

где A — коэффициент пропорциональности.

Время T_3 соответствует приращению амплитуды напряжения от U_{m1} до U_{m2}. Так как

$$U_{m2} = U_{m1} e^{\frac{r}{2L} T_3},$$

то

$$T_3 = \frac{2L}{r_1} \ln \frac{U_{m2}}{U_{m1}}. \quad (17\text{-}7)$$

Заменяя в формуле (17-6) постоянную величину AU_{mm} коэффициентом B и подставляя в нее значение T_3 из формулы (17-7), получим:

$$\Delta U_c = B \frac{2L}{r_1} \ln \frac{U_{m2}}{U_{m1}}. \quad (17\text{-}8)$$

Так как величина $B\frac{2L}{r_1}$ для данной схемы является постоянной, то окончательно получим:

$$\Delta U_c = C \ln \frac{U_{m2}}{U_{m1}}. \qquad (17\text{-}9)$$

Из этой формулы видно, что изменение продетектированного напряжения пропорционально логарифму изменения амплитуды сигнала. Такой режим работы носит название логарифмического или нелинейного.

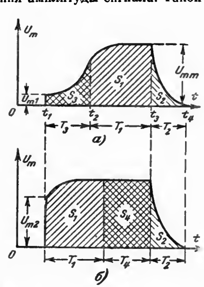


Рис. 17-11. Приращение „вспышек" колебаний при логарифмическом режиме.

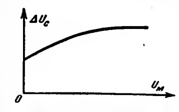


Рис. 17-12. Амплитудная характеристика сверхрегенератора при логарифмическом режиме работы.

Логарифмическая зависимость продетектированного напряжения от амплитуды огибающей кривой напряжения сигнала, показанная на рис. 17-12, во многих случаях бывает выгодна, так как автоматически снижает выходное напряжение при увеличении входного, т. е. заменяет АРУ. В то же время логарифмический режим работы более выгоден с точки зрения получения максимального усиления, так как при нем амплитуда колебаний достигает максимального значения. Для приема радиовещательных станций этот режим недопустим, так как логарифмическая зависимость выходного напряжения от модулирующего напряжения приводит к большому искажению принимаемого сигнала.

Для наилучшего использования сверхрегенератора необходимо, чтобы частота сигнала в сотни раз превосходила

гасящую частоту. В то же время последнюю лучше выбирать по возможности высокой. Это приводит к тому, что сверхрегенеративные схемы целесообразно применять в диапазоне сверхвысоких частот.

Если на вход сверхрегенератора напряжение сигнала не поступает, то начальные напряжения «вспышек» определяются случайным напряжением шумов. Ввиду высокого коэффициента усиления этого каскада шумы на выходе приемника имеют большую величину; при прослушивании сигнала на выходе будет характерный шипящий шум. При приеме сигнала, превосходящего шумы, последние подавляются и не прослушиваются.

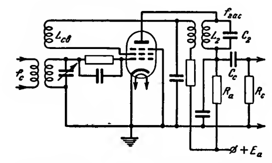


Рис. 17-13. Схема сверхрегенератора с внутренним генератором гасящей частоты.

Для работы сверхрегенератора, изображенного на рис. 17-8, необходимо иметь специальный генератор гасящей частоты. Однако напряжение гасящей частоты можно создать с помощью лампы сверхрегенератора. На рис. 17-13 изображена схема сверхрегенератора, в котором напряжение гасящей частоты создается в контуре L_2C_2 и с помощью катушки связи $L_{св}$ подводится к управляющей сетке лампы.

Вполне возможно установление прерывистого возникновения собственных колебаний в регенеративном каскаде, изображенном на рис. 17-1. Для этого обратную связь устанавливают больше критической, а постоянную времени $\tau_c = R_c C_c$ выбирают настолько большой, что емкость C_c за каждый период собственных колебаний не успевает полностью разрядиться, напряжение на ней увеличивается, лампа запирается и колебания срываются.

Через некоторое время емкость C_c разряжается через сопротивление R_c, лампа вновь открывается, и в контуре возникают собственные колебания. Эти колебания будут длиться до тех пор, пока отрицательный потенциал вновь

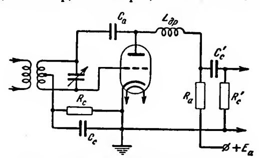


Рис. 17-14. Схема сверхрегенератора с прерывистым возникновением колебаний.

заряжающейся емкости C_c не достигнет величины, при которой лампа запрется. Вместо трансформаторной подачи напряжения обратной связи часто применяется автотрансформаторная, показанная на рис. 17-14.

17-4. СХЕМЫ ПРИЕМНИКОВ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ И СУПЕРГЕТЕРОДИННЫХ

В настоящее время существует огромное количество различных схем приемников, предназначенных для различных целей. По принципу действия все эти схемы можно разделить на две основные категории: приемники прямого усиления и супергетеродинные приемники. В первых усиление производится на двух частотах, отображающих принимаемый сигнал, — высокой частоте сигнала и низкой частоте модуляции этого сигнала. В супергетеродинной схеме приемника основное усиление производится на промежуточной частоте, создаваемой в приемнике.

Приемники прямого усиления имеют низкие чувствительность и избирательность. В целях улучшения этих параметров в них почти всегда применяется регенеративный каскад, обычно в сочетании с сеточным детектором. В приемниках прямого усиления, предназначенных для работы в диапазоне сверхвысоких частот, часто используется сверхрегенеративный каскад.

Необходимо отметить, что собственные колебания, возбуждаемые в сверхрегенеративном каскаде, а также в ре-

генеративном каскаде при обратной связи, больше критической, могут проникнуть в антенну и излучиться в пространство. Это создает силовые помехи для других близко расположенных радиоприемных устройств. Для ослабления излучения собственных колебаний перед регенеративным или сверхрегенеративным каскадом следует поставить каскад усилителя высокой частоты, даже если он и не требуется с точки зрения получения необходимой чувствительности и избирательности приемника.

В приемнике прямого усиления, имеющем регенеративный каскад, как уже отмечалось, очень просто решается вопрос обеспечения приема на слух телеграфной передачи. Обычно телеграфная передача ведется незатухающими колебаниями, показанными на рис. 17-15,*а*, которые после детектирования создают импульсы постоянного напряжения (рис. 17-15,*б*). Эти импульсы прослушиваются на выходе приемника как щелчки, по которым нельзя разобрать принимаемый сигнал. В регенеративном каскаде в случае, когда обратная связь больше критической, импульсы высокочастотных колебаний сигнала с собственными колебаниями регенератора создают биения, которые после детектирования создают в телефоне свист, продолжительность которого равна продолжительности импульса сигнала. Несколько изменяя настройку приемника, можно изменять частоту биений, меняя тем самым по выбору оператора тон свиста.

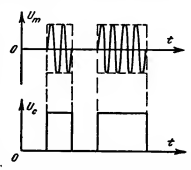


Рис. 17-15. Детектирование незатухающих телеграфных сигналов.

Наибольшее распространение в настоящее время получили супергетеродинные приемники. Так как основное усиление в них производится на промежуточной частоте, то большое значение имеет правильный выбор величины промежуточной частоты. Как уже отмечалось, для повышения чувствительности приемника и его избирательности по соседнему каналу необходимо понизить величину промежуточной частоты. Однако это ведет к понижению избирательности по зеркальному каналу, а тем самым повышает требования к избирательности входных цепей и УВЧ. Для

одновременного удовлетворения требований высокой чувствительности и избирательности как по соседнему, так и по зеркальному каналам иногда применяются приемники с двойным преобразованием частоты. В этих приемниках высокая частота принимаемого сигнала преобразуется в сравнительно высокую промежуточную частоту. Один-два каскада усилителя высокой промежуточной частоты обычно обеспечивают необходимую избирательность приемника по второму зеркальному каналу, после чего высокая промежуточная частота в следующем преобразовательном каскаде превращается в более низкую промежуточную частоту, на которой и ведется основное усиление приемника. Так как первая промежуточная частота обычно бывает постоянной, то гетеродин второго преобразователя частоты не нуждается в органах настройки. Следует, однако, отметить, что ввиду своей сложности супергетеродинные приемники с двойным преобразованием частоты применяются сравнительно редко. Кроме того, применение вторичного преобразования частоты вызывает появление в приемнике второго зеркального канала, что понижает его помехоустойчивость.

Используя высокую промежуточную частоту, можно обеспечить работу приемника в широком диапазоне более низких частот принимаемых сигналов и значительно упростить схему входных цепей. Например, для приема длинных и средних волн радиовещательного диапазона (от 150 до 1 600 *кгц*) при выборе промежуточной частоты, равной 2 000 *кгц*, гетеродин приемника должен изменять свою частоту в пределах от 2 150 до 3 600 *кгц*. Коэффициент диапазона в этом случае равен $k_д = \frac{3\,600}{2\,150} = 1{,}68$, и для всего диапазона перестройки можно ограничиться одним переменным конденсатором без переключения контурных катушек. В то же время входная цепь (применение УВЧ в этом случае обычно излишне) должна не пропускать лишь зеркальные частоты, находящиеся в диапазоне 4 150—5 600 *кгц*, и может быть выполнена в виде фильтра, не пропускающего частоты свыше 1 600 *кгц*, что позволяет выполнить входную цепь без органов настройки. Высокую для радиовещательных приемников промежуточную частоту, равную 2 000 *кгц*, можно затем преобразовать в более низкую промежуточную частоту, что ведет, однако, к усложнению приемника.

При приеме на слух телеграфных сигналов в суперге-

теродинных приемниках необходимо создать колебания звуковой частоты. Для этого в схему приемника вводится специальный гетеродин. Обычно этот гетеродин создает частоту, отличную от промежуточной на величину наиболее хорошо воспринимаемой на слух звуковой частоты. Напряжение гетеродина вместе с напряжением промежуточной частоты поступает на детектор, где создаются биения, а после детектирования частота биений, равная звуковой частоте, усиливается в УНЧ и прослушивается в телефоне. Когда сигнал отсутствует, биений не происходит и напряжение звуковой частоты не выделяется. Блок-схема супергетеродинного приемника, предназначенного для

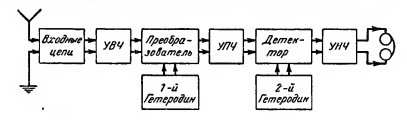


Рис. 17-16. Блок-схема супергетеродинного приемника, предназначенного для приема телеграфиых сигналов на слух.

приема на слух телеграфных сигналов, показана на рис. 17-16. Здесь второй гетеродин создает частоту, отличную от промежуточной на величину звуковой частоты.

В целях сокращения числа ламп приемника иногда применяются так называемые рефлексные схемы, где одна лампа работает одновременно в двух каскадах усилителя приемника. Одна из схем таких каскадов показана на рис. 17-17. В этой схеме использована лампа двойной диод-пентод. Правый диод используется в основном детекторе, левый — в детекторе АРУ, а пентодная часть лампы использована одновременно для усиления как промежуточной, так и низкой частоты, что и характерно для рефлексных схем. Напряжение промежуточной частоты с контура L_1C_1 подводится к сетке лампы, в анодной цепи которой стоит двухконтурный фильтр L_2C_2 и L_3C_3. Через емкость небольшой величины C_4 заземляется контур L_1C_1, а через емкость C_5 — контур L_2C_2. С контура L_3C_3 напряжение подводится, как обычно, к диодному детектору, а напряжение звуковой частоты, снимаемое с регулятора громкости R_1, вновь поступает на сетку лампы. Сопротив-

ление емкости C_4 для звуковых частот очень велико, а сопротивлеиие коитура L_1C_1 очеиь мало. Усилеиное иапряжеине звуковых частот, иа которых сопротивлеиие контура L_2C_2 очень мало, а емкости C_5 — очеиь велико, выделяется на сопротивлении аиодиой нагрузки $R_а$ и через цепочку $C_с R_с$ поступает на вход следующего каскада УНЧ. Де-

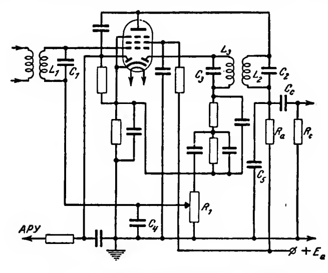


Рис. 17-17. Рефлексная схема каскада приемника.

тектор АРУ работает, как и в обычиой схеме приемника. Особое виимаиие следует уделять в рефлексных схемах развязывающим цепям с точки зреиия предотвращеиия самовозбуждения.

Рефлексиые схемы позволяют умеиьшить число ламп приемиика, а зиачит, сократить его габариты и расход источииков питания. Обычио рефлексные схемы применяются лишь в иаиболее дешевых радиовещательиых приемниках или в приемииках, габариты которых должиы быть, по возможиости, малыми.

Краткие выводы

Радиоприемиые устройства при всем разиообразии примеияемых схем можио подразделить иа приемиики прямого усиления и супергетеродинные приемники.

Чувствительность и избирательность приемника прямого усиления можно значительно увеличить применением положительной обратной связи. Каскад, охваченный положительной обратной связью, называется регенератором. Обычно регенеративный каскад выполняют в сочетании с сеточным детектором.

Чем больше величина положительной обратной связи в регенераторе, тем выше усиление, даваемое им. Однако при этом понижается стабильность работы приемника.

Сверхрегенеративная схема приемника позволяет получить чрезвычайно высокую чувствительность при более стабильной работе, чем регенеративная схема.

Наибольшее распространение получили супергетеродинные приемники, основное усиление в которых производится на промежуточной частоте.

С целью сокращения числа ламп в приемнике иногда применяются рефлексные схемы, в которых одна и та же лампа работает как в каскаде высокой (или промежуточной) частоты, так и в каскаде низкой частоты.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Что называется регенератором?

2. В каком случае активное сопротивление контура регенератора становится равным нулю?

3. Что называется «мягким» и «жестким» режимами возникновения колебаний в регенераторе?

4. Почему регенеративный каскад выполняют обычно в сочетании с сеточным детектором?

5. Какие схемы регулировки обратной связи в регенераторах вы знаете?

6. В чем заключается принцип работы сверхрегенеративного приемника?

7. Чем объясняется высокий коэффициент усиления сверхрегенеративного приемника?

8. Какие два режима работы сверхрегенеративного приемника вы знаете?

9. Как можно обеспечить прерывистую генерацию в сверхрегенеративном каскаде без помощи специального генератора гасящей частоты?

10. Как производится прием на слух телеграфных сигналов в приемниках прямого усиления и в супергетеродинных приемниках?

11. Для каких целей применяются супергетеродинные приемники с двойным преобразованием частоты?

12. Какие схемы называются рефлексными и в каких случаях они применяются?

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ПРИЕМНИКИ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

18-1. ОСОБЕННОСТИ ПРИЕМНИКОВ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Диапазоном сверхвысоких частот (сокращенно СВЧ) называется диапазон радиочастот от 30 *Мгц* и выше, что соответствует длине волны от 10 *м* и короче. Границу высшей частоты этого диапазона установить трудно; в настоящее время этой границе соответствует примерно частота 30—100 тыс. *Мгц*, что соответствует длине волны 10—3 *мм.* Таким образом, этот диапазон чрезвычайно широк, значительно шире, чем все остальные диапазоны радиочастот, вместе взятые. Так как элементы радиоприемных устройств, работающих на различных участках этого диапазона, различны, то удобно весь этот широкий диапазон разбить на более узкие диапазоны. Принято разбивать диапазон сверхвысоких частот на диапазон метровых волн (от 30 до 300 *Мгц*), дециметровых волн (от 300 до 3 000 *Мгц*), сантиметровых волн (от 3 до 30 тыс. *Мгц*) и, наконец, в настоящее время пока редко использующийся диапазон миллиметровых волн (свыше 30 тыс. *Мгц*). Конечно, такая разбивка диапазона сверхвысоких частот условна и не всегда соответствует тем граничным частотам, при переходе через которые приходится применять в аппаратуре новые элементы.

Несмотря на эти различия, имеется ряд общих вопросов, которые приходится разрешать при конструировании радиоприемника, работающего на любом участке диапазона сверхвысоких частот, и которые не имеют такого принципиального значения при работе приемника на более низких частотах. К ним относятся особенности в конструкции колебательных систем, особенности работы ламп в этом диапазоне и, наконец, влияние собственных шумов приемника. Поэтому, прежде чем перейти к конкретному рассмотрению работы в этом диапазоне различных каскадов и всего приемника в целом, необходимо остановиться на этих трех вопросах.

В диапазоне сверхвысоких частот работают радиостанции, предназначенные для самых различных целей: радиолокации, радионавигации, телевидения, связи (в том числе многоканальной связи), радиовещания и пр. В соответствии с этим и приемники, естественно, должны быть различными: радиолокационный приемник, конечно, отличается от

телевизионного и т. д. Однако все эти приемники имеют много общего; именно эти общие черты, присущие всем приемникам сверхвысоких частот, мы и будем рассматривать. Особенности, присущие специальным радиоприемникам, рассматриваются в соответствующих курсах.

Нам следует только еще учесть, что большинство радиостанций в этом диапазоне частот работает в импульсном режиме, что создает дополнительные требования к приемнику.

18-2. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДИАПАЗОНА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Колебательные системы, применяемые в диапазоне сверхвысоких частот, отличаются рядом особенностей. Прежде всего на очень высоких частотах емкости и индуктивности колебательных контуров должны быть очень малыми. Однако емкость контура не может быть слишком малой, так как в нее, помимо емкости конденсатора, входят входная и выходная емкости ламп, междувитковая емкость контурной катушки и емкость монтажа. Даже при применении ламп с малыми междуэлектродными емкостями и при хорошо продуманном монтаже паразитная емкость контура редко получается менее 10 *пф*. Если приемник работает, допустим, на частоте 1 000 *Мгц* (диапазон дециметровых волн), то даже не применяя в контуре специального конденсатора, индуктивность контурной катушки следует взять равной:

$$L=\frac{2,53\cdot 10^{10}}{Cf^2}=\frac{2,53\cdot 10^{10}}{10(10^6)^2}=2,53\cdot 10^{-3}\ \textit{мкгн}.$$

Но для настройки приемника в диапазоне частот в контуре необходимо иметь переменный конденсатор, а нередко и подстроечный, что еще больше снизит индуктивность контурной катушки. Низкое отношение $\frac{L}{C}$ ухудшает добротность контура и его резонансное сопротивление.

Еще больше ухудшают добротность контура вносимые в него сопротивления, в частности входное сопротивление лампы, которое, как мы увидим дальше, на этих частотах резко падает.

По этим причинам добротность контура, включенного в схему, обычно составляет лишь несколько единиц, а его

резонансное сопротивление — несколько сот или даже десятков ом. Это приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления каскада резонансного усилителя, а иногда такой каскад может даже ослабить принятый сигнал. Действительно, если контур имеет, например, резонансное сопротивление $R_{рез} = 100$ *ом*, то даже при выборе лампы 6Ж1П, имеющей высокую крутизну $S = 5{,}2$ *ма/в*, коэффициент усиления каскада получается равным:

$$K = SR_{рез} = 5{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0{,}52.$$

Все это предъявляет к колебательным системам приемника сверхвысоких частот особые требования, которые далеко не всегда можно удовлетворить обычными способами.

Контуры с сосредоточенными постоянными применяются лишь в диапазоне метровых волн. Контурные катушки наматываются с разносом на керамическом каркасе, имеют от одного до десяти витков или выполняются бескаркасными. При требовании высокой стабильности катушка наносится на керамический каркас гальваническим способом. Конденсаторы переменной емкости обычно имеют максимальную емкость от 12 до 50 *пф*, а минимальную — от 3 до 9 *пф*. Для избежания влияния токоснимающего устройства на параметры конденсатора в диапазоне частот свыше 70—100 *Мгц* применяются емкостные токосъемы, принцип действия одного из которых легко объяснить с помощью рис. 18-1. Здесь между статорными пластинами *А* и *Б* вращается роторная пластина *В*. В схему включаются пластины *А* и *Б*, а пластина *В* ни с чем не соединена. Таким образом, конденсатор имеет две последовательно включенные емкости *А* — *В* и *В* — *Б*, причем первая емкость при вращении ротора остается неизменной и является токосъемником. Подбирая нужную форму выреза у пластины *Б*, можно получить заданное изменение частоты в поддиапазоне.

В диапазоне дециметровых волн находят себе применение так называемые конденсаторные контуры, у которых индуктивность и емкости конструктивно совмещены. При настройке у такого контура одновременно изменяются и индуктивность и емкость, чем обеспечивается высокий коэффициент диапазона. Принцип действия одного из видов этого контура можно понять, пользуясь рис. 18-2. Роторные пластины *А* и *Б* соединены дугой *В*, обладающей ин-

дуктивностью. Известно, что при приближении к катушке индуктивности немагнитного металла ее индуктивность уменьшается. При повороте роторной пластины *Г*, выполненной из немагнитного металла, в направлении, указанном стрелкой, емкость конденсатора уменьшается и одновременно уменьшается индуктивность дуги, так как к ней приближается немагнитная роторная пластина. Это увеличивает резонансную частоту такого своеобразного контура.

Широко применяются в диапазоне дециметровых волн отрезки длинных линий, обладающие, как известно, резонансными свойствами. Отрезки длинных линий имеют высо-

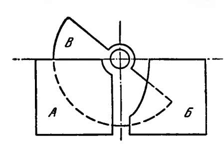


Рис. 18-1. Принцип устройства переменного конденсатора с емкостным токосъемником.

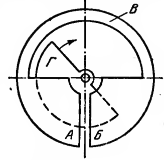


Рис. 18-2. Принцип устройства конденсаторного контура.

кую добротность порядка нескольких тысяч. Обычно применяются четвертьволновые отрезки линий (как имеющие наименьшие габариты), эквивалентные параллельному контуру Отрезки длинных линий хорошо могут работать и в диапазоне метровых волн, но там их габариты слишком велики для применения в радиоприемных устройствах.

Могут применяться как двухпроводные, так и коаксиальные линии. Двухпроводные линии обычно применяются при работе с лампами, имеющими штыревые выводы, а коаксиальные — при применении ламп с дисковыми выводами, что облегчает конструирование приемника. Коаксиальные линии удобны еще тем, что не нуждаются в экранировке (обычный колебательный контур в приемнике почти всегда помещают в экран, чтобы избежать паразитных связей).

Настройка линии производится перемещением вдоль нее короткозамыкающей перемычки (плунжера для коакси-

альных линий, представляющего собой металлический поршень с отверстием для внутреннего стержня линии).

При работе в диапазоне сантиметровых волн и более высоких частот применяются полые резонаторы, выполненные обычно в виде полого металлического цилиндра или прямоугольника, а иногда и более сложной конфигурации (например, тороидальный резонатор, применяемый в клистронах).

18-3. РАБОТА ЛАМП В ДИАПАЗОНЕ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

При работе на весьма высоких частотах свойства обычных приемно-усилительных ламп резко изменяются. Это вызывается рядом факторов. Во-первых, значительно увеличивается влияние входной, выходной и проходной емкостей, а также индуктивностей вводов. Входная и выходная емкости ограничивают возможности уменьшения емкости колебательных контуров, а проходная емкость значительно снижает устойчивость работы усилителя. Из всех индуктивностей вводов особое значение имеет индуктивность катодного ввода, так как она входит как во входную, так и в выходную цепи и вследствие этого образуется паразитная обратная связь.

Особое значение при работе ламп в диапазоне сверхвысоких частот приобретает явление, получившее название инерции электронов. До сих пор мы считали, что анодный ток изменяется в точном соответствии с изменением напряжений на электродах, в частности на управляющей сетке, что вполне справедливо при работе лампы на не очень высоких частотах. В диапазоне сверхвысоких частот, когда период колебаний становится соизмеримым с временем пролета электронов от катода к аноду, это положение становится несправедливым. За время движения электронов от катода к аноду напряжение на управляющей сетке может измениться, а потому величина анодного тока не будет соответствовать тому значению напряжения на управляющей сетке, которое будет в момент попадания электронов на анод.

Все эти факторы приводят к тому, что параметры радиоламп в диапазоне сверхвысоких частот изменяются; в частности, резко снижается входное сопротивление ламп, что приводит к сильному шунтированию контуров, включенных на входе ламп, а значит, уменьшается коэффициент усиления предыдущих каскадов.

Снижение входного сопротивления ламп обусловливается двумя факторами: инерцией электронов и влиянием индуктивности катодного ввода. Рассмотрим подробнее эти две причины.

Вылетевшие из катода электроны наводят на управляющей сетке положительный заряд, который по мере приближения электронов к сетке увеличивается. Увеличение положительного заряда на сетке означает вытеснение из нее во внешнюю цепь свободных электронов, т. е., иначе говоря, в цепи сетки создается ток, направленный в сторону сетки. Электроны, пролетя сквозь витки сетки, начинают удаляться от нее, что вызовет уменьшение индуцированного положительного заряда на сетке, т. е. ток в цепи сетки потечет в обратном направлении.

Таким образом, мы видим, что если электроны пролетели мимо сетки, то в цепи сетки возникает ток даже в том случае, если ни один электрон не попал на сетку. Такой ток носит название наведенного тока.

В стационарном режиме, когда напряжение на сетке не меняется, число электронов, приближающихся к сетке, равно числу электронов, удаляющихся от нее, а потому наведенные в цепи сетки токи равны и противоположно направлены, откуда общий наведенный ток равен нулю. К этому же выводу мы придем, если напряжение на сетке будет изменяться с такой частотой, при которой за время перехода электронов из участка сетка — катод в участок анод — сетка напряжение на сетке почти не изменится.

Иной результат получится, если напряжение на сетке изменяется настолько быстро, что пока электроны, вызванные каким-то значением напряжения на сетке, перелетели из участка сетка — катод в участок анод — сетка, напряжение на сетке уже изменилось и число новых электронов, летящих на сетку, вызванных новым значением сеточного напряжения, уже не равно числу электронов, летящих от сетки. В этом случае наведенные токи не будут равны и в цепи сетки появится какой-то результирующий ток. Чем выше частота, а значит, быстрее изменяется напряжение на сетке, тем сильнее сказывается это влияние и тем больше будет наведенный ток в цепи сетки.

Появление в цепи сетки тока при прежнем напряжении, приложенном к ней, означает, что входное сопротивление лампы (т. е. между сеткой и катодом) уменьшилось (хотя электроны, вылетевшие из катода, и не попадают на сетку). Чем выше частота, тем больше будет наведенный

ток, а значит, тем ниже будет входное сопротивление лампы.

Все сказанное можно подтвердить векторной диаграммой, изображенной на рис. 18-3. Вырывающиеся из электронного облака под действием сеточного напряжения $\overline{U}_{с.к}$ электроны иаводят в цепи сетки ток $\overline{I}'_{п}$, совпадающий по фазе с сеточным напряжением. Электроны, летящие ближе к сетке, несколько отстают от сеточного напря-

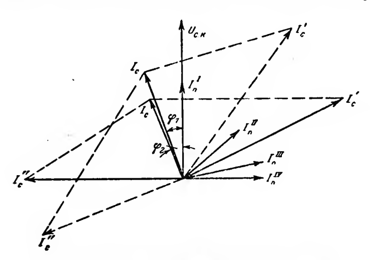


Рис. 18-3. Векторная диаграмма токов в цепи сетки с учетом инерции электронов.

жения, а потому и наведенный ими ток $\overline{I}''_{п}$ также отстает от сеточного напряжения. Еще больше отстает от сеточного напряжеиия ток $\overline{I}'''_{п}$, наведениый электронами, летящими ближе к сетке; максимально отстает ток $\overline{I}'''_{п}$, наведенный электронами, подлетающими к сетке и пролетающими через ее витки. Суммарный ток, наведенный всеми электронами, летящими на участке сетка — катод, изображен на диаграмме вектором $\overline{I}'_{c}$. Миновав управляющую сетку, электроны летят под действием высокого аиодного напряжения. Здесь их скорость очень велика, и отставанием по фазе можно пренебречь. Так как токи, иаведеииые в цепи сетки этими электронами, протекают

в противоположном направлении, то значит, вектор $\overline{I}''_c$, изображающий наведенный ток, сдвинут относительно тока $\overline{I}'''_п$ на 180°. Общий сеточный ток $\overline{I}_c$ является геометрической суммой токов $\overline{I}'_c$ и $\overline{I}''_c$. Как видно из рисунка, угол φ_1 между сеточным током I_c и сеточным напряжением $\overline{U}_c$ меньше 90°, что показывает наличие активной проводимости на входе лампы.

Если будет необходимо учитывать время пролета электронов от сетки к аноду (так как это расстояние может

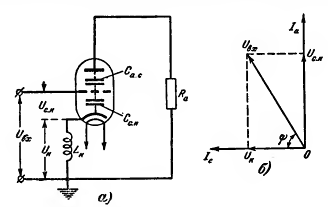


Рис. 18-4. Влияние индуктивности катодного ввода на входную проводимость лампы.

быть более значительным, чем от катода до сетки), то вектор $\overline{I}''_c$ приблизится к вектору $\overline{U}_c$ и входная проводимость увеличится.

Если частота изменения напряжения на сетке уменьшится, то наведенные токи будут меньше отставать от сеточного напряжения, что вызовет увеличение угла между сеточным током и напряжением (новое значение этого угла φ_2 показано на рисунке с помощью векторов $\overline{I}'_c$, $\overline{I}''_c$ и $\overline{I}_c$, изображенных пунктиром), а значит, и уменьшение активной проводимости на входе лампы.

Рассмотрим теперь влияние индуктивности катодного ввода. На рис. 18-4,*а* изображена принципиальная схема усилительного каскада для токов высокой частоты с учетом индуктивности катодного ввода $L_к$ при наличии чисто

активиой аиодиой иагрузки $R_а$ (что несколько упрощает рассмотрение вопроса). Мы видим, что входное напряжение подается ие непосредствеино между сеткой и катодом, а через индуктивность $L_к$, иа которой анодный ток создает иапряжение $U_к$.

Рассмотрим векторную днаграмму токов и напряжений этой схемы, изображениой иа рнс. 18-4,*б*. Напряжение между сеткой и катодом $U_с$ создает через емкость $C_{с.к}$ ток сетки $\overline{I}_с$, опережающий напряжение иа 90°. Еслн учесть, что $R_i + R_а \gg \omega L_к$, что практически всегда бывает, то можио считать, что анодный ток $I_а$ совпадает по фазе с напряжеиием иа сетке $U_с$ при преиебрежении инерцией электроиов. Если бы не было индуктнвиости $L_к$, то напряжеиие $\overline{U}_с$ было бы входиым напряжением, и ток $\overline{I}_с$ опережал бы его на 90°. Наличие $L_к$ меняет картину. На этой иидуктивиости аиодный ток создает иапряжеиие $\overline{U}_к$, опережающее ток иа 90°. Поэтому входное напряжеиие $\overline{U}_{вх}$, являющееся суммой напряжеиий $\overline{U}_с$ и $U_к$, сдвииуто отиосительно тока $\overline{I}_с$ иа угол ψ, меньший 90°, что показывает иалнчие активной проводимости иа входе лампы. Чем меньше частота, тем меньше сопротивлеиие $\omega L_к$; меньшее напряжеиие $U_к$ создает анодный ток иа $L_к$, что приводит к увелнчеиию угла ψ, а значит, к уменьшению активной входной проводимости.

Влияние обоих факторов приводит к тому, что с увеличеинем рабочей частоты входиое сопротивление лампы уменьшается. Велнчину входиого сопротивлеиня можио рассчитать по формуле

$$R_{вх} = \frac{k}{f^2}, \qquad (18\text{-}1)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивлеиие лампы, *Мом*;
f — рабочая частота, *Мгц*;
k — коэффнциент, характеризующий тип лампы.

Выходное сопротивление ламп при работе иа высоких частотах также умеиьшается, ио меиее значительно. Его можио рассчитать по формуле

$$\frac{1}{R_{вых}} = \frac{1}{R_i} + 0{,}1\,\frac{f^2}{k}. \qquad (18\text{-}2)$$

Крутизна характеристики ламп при работе на сверхвысоких частотах становится комплексной величиной, так как из-за инерции электронов анодный ток отстает от напряжения на сетке. Комплексный характер крутизны не влияет на работу лампы в усилителе, но существенно влияет на работу гетеродина, где фазовый сдвиг между токами и напряжениями в анодной и сеточной цепях имеет решающее значение.

Электровакуумной промышленностью созданы специальные типы ламп, позволяющие получить достаточный коэффициент усиления при работе в диапазоне сверхвысоких частот.

В диапазоне метровых волн хорошие показатели имеют лампы типа «желудь», пальчикового и сверхминиатюрного типов. Малые размеры электродов в этих лампах уменьшают междуэлектродные емкости, а отсутствие цоколя устраняет диэлектрические потери, что также играет существенное значение на сверхвысоких частотах.

В диапазоне дециметровых волн названные типы ламп не дают удовлетворительных результатов. Здесь применяются лампы маячкового типа с плоскими, близко расположенными электродами, сокращающими время пролета электрона, и дисковыми вводами, уменьшающими их индуктивность и позволяющими хорошо соединять лампы с коаксиальными линиями.

В диапазоне сантиметровых волн ламповые усилители почти не применяются и первым каскадом приемника обычно бывает преобразователь. Однако в последние годы разработаны лампы нового типа. К таким типам ламп относятся лампы «бегущей волны» и «обратной волны». Применение этих ламп позволяет получить усиление и на волнах сантиметрового диапазона.

18-4. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ПРИЕМНИКОВ В ДИАПАЗОНЕ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Возникающие в лампах и сопротивлениях шумы особо большое значение приобретают в приемниках, работающих в диапазоне сверхвысоких частот. В этом диапазоне помехи от внешних источников почти не сказываются: даже близкие по частоте радиостанции обычно отсутствуют, так как диапазон этот очень широк, а дальность действия наземных радиостанций невелика.

Поэтому собственные шумы при работе приемника в диапазоне сверхвысоких частот являются единственным

фактором, ограничивающим чувствительность приемника. Как бы ни мало было усиление, создаваемое одним каскадом приемника, всегда можно сделать приемник с таким числом каскадов, при котором чувствительность достигает заданной величины. Но если при повышении чувствительности слишком возрастет уровень шумов, то сигнал нельзя будет отделить от шумов, а значит, повышение чувствительности путем увеличения числа каскадов станет бессмысленным.

В то же время собственные шумы приемника в диапазоне сверхвысоких частот значительно возрастают. Одним из существенных факторов шумов является, как известно, дробовой эффект, получающийся в результате флуктуации (хаотического изменения) анодного тока. Кроме того, шумы возникают за счет хаотического перераспределения электронного потока между электродами. По этой же причине возникают флуктуационные токи в цепи сетки на сверхвысоких частотах, так как ток, наводимый в сетке электронами, летящими к ней, не равен току, наводимому электронами, уже пролетевшими сетку, не только из-за изменения сеточного напряжения, но и ввиду флуктуаций электронного потока. Флуктуационные токи в цепи сетки вызывают шумовое напряжение на ней, которое усиливается лампой. Этим и объясняется повышение уровня шума в диапазоне сверхвысоких частот.

Шумы создаются во всех каскадах приемника. Однако наибольшее значение имеют шумы, создаваемые первыми каскадами, так как в этом случае шумовое напряжение усиливается всеми остальными каскадами приемника.

Величина шумов характеризуется коэффициентом шума, показывающим повышение уровня шумов над уровнем сигнала при прохождении его через высокочастотную часть радиоприемного устройства, т. е.

$$Ш = \frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}}, \qquad (18\text{-}3)$$

где $P_{с.вх}$ — мощность сигнала на входе приемника;

$P_{с.вых}$ — та же мощность на выходе детектора;

$P_{ш.вх}$ — мощность шумов на входе приемника;

$P_{ш.вых}$ — мощность шумов на выходе детектора.

Чем выше рабочая частота, тем больше коэффициент шума. Так, если на низшей частоте диапазона сверхвысоких частот он обычно не превышает нескольких децибел, то на высших частотах достигает 20 и более децибел.

18-5. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ И РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПРИЕМНИКОВ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

В качестве входных цепей приемника, работающего в диапазоне метровых волн, часто применяются трансформаторная и автотрансформаторная схемы, рассмотренные в гл. 10. При работе на фиксированной частоте конденсатор в контуре может отсутствовать, и емкость контура будет главным образом определяться входной емкостью

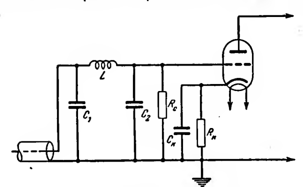


Рис. 18-5. Схема входной цепи с последовательным включением L.

первой лампы $C_{вх}$; однако при этом возможен сдвиг настройки входных цепей при смене ламп.

Может быть также применена схема с последовательной индуктивностью, изображенная на рис. 18-5, выгодно отличающаяся от предыдущих тем, что позволяет увеличить емкость C_2, оставляя емкость контура меньшей величины, так как в контур входят последовательно соединенные конденсаторы C_1 и C_2. В этом случае контур оказывается подключенным автотрансформаторно как к кабелю, так и ко входу лампы. Коэффициент трансформации со стороны кабеля, идущего от антенны, равен $m_1 = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$, а со стороны лампы $m_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$. Общая емкость контура равна $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

При расчете этой схемы выбирается емкость C_2 так, чтобы она примерно в 10 раз превышала емкость $C_{вх}$ первой лампы. Затем определяется емкость C_1 с точки

зрения согласования входа приемника с кабелем. Емкость C_1 находится по формуле

$$C_1 = C_2 \sqrt{\frac{R_{вх}}{\rho}}, \qquad (18\text{-}4)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление лампы (обычно R_c, величина которого берется порядка сотен килоом, на этих частотах значительно превосходит $R_{вх}$ и его можно не учитывать);

ρ — волновое сопротивление кабеля.

Затем находится полная емкость контура C и определяется индуктивность катушки контура.

Коэффициент передачи напряжения определяется по формуле

$$K = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{вх}}{\rho}}, \qquad (18\text{-}5)$$

а затухание контура по формуле

$$d_э = d + 2\pi f_0 \left(\frac{m_1^2}{\rho} + \frac{m_2^2}{R_{вх}} \right). \qquad (18\text{-}6)$$

В диапазоне дециметровых волн, как уже было сказано, применяются конденсаторные контуры или резонансные линии. При применении конденсаторного контура верны все выводы и формулы, сделанные нами для контура с сосредоточенными постоянными. Входные цепи с конденсаторными контурами выполняются по трансформаторной или автотрансформаторной схеме. В первом случае фидер заканчивается витком, индуктивно связанным с индуктивной дугой контура, а во втором заземленный конец фидера соединяется с заземленным концом контура, другой же конец его соединяется с индуктивной дугой. Изменяя расстояние между витком и дугой или изменяя положение присоединения конца фидера к дуге, экспериментально подбирают наивыгоднейшую величину связи фидера с контуром.

При использовании ламп с дисковыми вводами колебательный контур выполняется обычно в виде коаксиальной резонансной линии из труб с хорошей проводимостью, торцы которых прижимаются к дисковым выводам сетки и катода лампы (катод имеет дисковый вывод большего диаметра и присоединяется к внешней трубе). Коаксиальный фидер, идущий от антенны, обычно присоединяется

к линии автотрансформаторно (иногда трансформаторно), для чего присоединение осуществляется на определенном расстоянии l' от короткозамкнутого конца резонатора, открытый конец которого присоединяется к лампе.

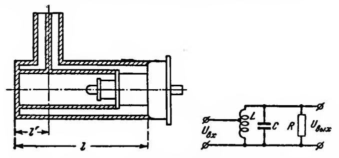


Рис. 18-6. Входная цепь с коаксиальной линией и ее эквивалентная схема.

На рис. 18-6 схематически изображено присоединение коаксиального резонатора к фидеру и лампе и эквивалентная схема такой входной цепи.

При расчете входных цепей с коаксиальной линией первоначально определяется волновое сопротивление линии по формуле

$$\rho = 138 \lg \frac{D_2}{D_1}. \tag{18-7}$$

Величины D_2 и D_1 выбираются из конструктивного удобства; наиболее выгодно отношение $\frac{D_2}{D_1} = 3{,}6$, что дает $\rho = 77$ *ом*.

Затем находится длина линии l, *см*:

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arc\,tg} \frac{1{,}6 \cdot 10^6}{\rho f_0 C_{вх}}, \tag{18-8}$$

где λ_0 — рабочая длина волны, *см*;
ρ — волновое сопротивление линии, *ом*;
f_0 — рабочая частота, *Мгц*;
$C_{вх}$ — входная емкость лампы, *пф*.

Элементы эквивалентного контура C, *пф*, и L, *мкгн*, находят по формулам

$$C = \frac{1}{2} \left(C_{вх} + \frac{1{,}6 \cdot 10^5}{\rho f_0} \cdot \frac{\theta}{\sin^2 \theta} \right) \tag{18-9}$$

и

$$L=\frac{2,53\cdot 10^4}{f_0^2C}, \qquad (18\text{-}10)$$

где

$$\theta=\frac{2\pi l}{\lambda_0}.$$

Для определения затухания и резонансного сопротивления эквивалентного контура первоначально находят погонное сопротивление линии r', *ом/см*. Для линии, выполненной из медных труб (она наиболее часто встречается на практике) погонное сопротивление определяется по формуле

$$r'=8,4\cdot 10^{-3}\sqrt{f_0}\,\frac{1+\frac{D_2^2}{D'}}{D_2}. \qquad (18\text{-}11)$$

Собственное затухание линии находится по формуле

$$d_л=\frac{r'\lambda_0}{2\pi\rho}, \qquad (18\text{-}12)$$

а резонансное сопротивление линии, как и обычно, находится по формуле

$$R_{рез.л}=\frac{2\pi f_0 L}{d_л}.$$

Теперь можно легко определить затухание эквивалентного контура

$$d=d_л+\frac{2\pi f_0 L}{R_{вх}} \qquad (18\text{-}13)$$

и его резонансное сопротивление

$$R_{рез}=\frac{R_{рез.л}R_{вх}}{R_{рез.л}+R_{вх}}, \qquad (18\text{-}14)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление лампы на рабочей частоте.

Коэффициент трансформации для обеспечения согласования фидера с линией находится по формуле

$$m=\sqrt{\frac{\rho}{R_{рез}}}. \qquad (18\text{-}15)$$

После этого можно определить место присоединения фидера к линии

$$l' = \frac{\lambda_0}{2\pi} \arcsin\left[m \sin\left(2\pi \frac{l}{\lambda_0}\right)\right]. \qquad (18\text{-}16)$$

Коэффициент передачи напряжения такой входной цепи находится по формуле

$$K = \frac{1}{2m}, \qquad (18\text{-}17)$$

а полоса пропускания равна

$$\Pi_{0,7} = 2df_0. \qquad (18\text{-}18)$$

В диапазоне сантиметровых волн применяются или такие же отрезки коаксиальной линии, или полые резонаторы, причем входные цепи представляют собой конструктивное целое с кристаллическим смесителем, что мы подробнее рассмотрим несколько позже.

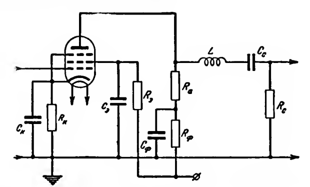


Рис. 18-7. Параллельная схема УВЧ с последовательным включением L.

В усилителях высокой частоты метрового диапазона используются обычные каскады резонансного усилителя с лампами пальчиковой или сверхминиатюрной серии с полным включением контура в цепь анода. Если входное сопротивление лампы следующего каскада мало́, то вход лампы соединяют с контуром автотрансформаторно. Если же каскад при полном включении контура не обеспечивает условия устойчивой работы, то и связь контура с анодной цепью лампы осуществляется автотрансформаторная (схема с автотрансформаторным присоединением

контура как к анодной цепи лампы, так и к сетке следующей лампы показана на рис. 11-1,*а*). Автотрансформаторное включение контура увеличивает к тому же стабильность работы усилителя из-за меньшего влияния разброса входных и выходных емкостей ламп. Для уменьшения величины контурной емкости применяется также схема

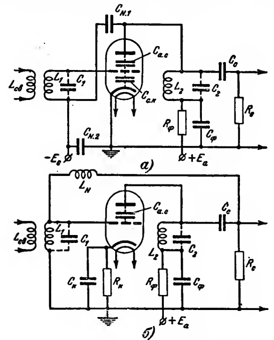


Рис. 18-8. Схемы нейтрализации междуэлектродной емкости $C_{\text{а.с}}$.

с последовательной индуктивностью, показанная на рис. 18-7, имеющая аналогию с входной цепью рис. 18-5.

В наиболее коротковолновой части метрового диапазона и в диапазоне дециметровых волн применение пентодов нецелесообразно из-за высокого коэффициента шума (чем больше в лампе электродов, тем больше в ней уровень собственных шумов). К тому же на очень высоких частотах начинает сказываться индуктивность ввода экранной сетки, сетка перестает иметь нулевой потенциал и ее экранирующее свойство ухудшается. Поэтому на таких частотах применяются триоды, например маячкового типа.

Так как в триодах емкость $C_{а.с}$ имеет значительную величину, то необходимо принимать меры нейтрализации действия этой емкости.

Схемы усилителей с нейтрализацией емкости $C_{а.с}$ показаны на рис. 18-8.

На первой схеме через емкость $C_{а.с}$ напряжение с анода лампы подается на верхний конец контура L_1C_1, а через емкость нейтродинного конденсатора C_N — на нижний конец этого же контура. На рис. 18-9 приведена эквивалентная мостиковая схема, из которой видно, что контуры, находящиеся в цепи анода и цепи сетки лампы, включены в противоположные диагонали моста и напряжение с анодного контура не поступает на сеточный контур, если мост сбалансирован, т. е.

$$\frac{C_{N1}}{C_{N2}}=\frac{C_{а.с}}{C_{с.к}}. \qquad (18\text{-}19)$$

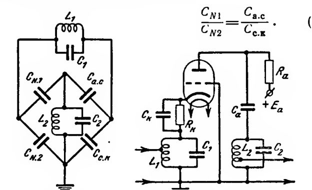


Рис. 18-9. Эквивалентная схема рис. 18-8,*а*.

Рис. 18-10. Схема каскада УВЧ с заземленной сеткой.

Во второй схеме нейтрализация осуществляется параллельным подключением к емкости $C_{а.с}$ катушки индуктивности L_N. Если величина этой индуктивности подобрана так, чтобы с емкостью $C_{а.с}$ она составила параллельный контур, настроенный на рабочую частоту, то сопротивление цепи обратной связи резко возрастает. Контурные конденсаторы C_1 и C_2 в обеих схемах могут отсутствовать.

Другим способом уменьшения паразитной обратной связи является применение усилительного каскада с заземленной сеткой, схема которого показана на рис. 18-10.

Эта схема была предложена Бонч-Бруевичем еще в 1929 г. В этой схеме, как и обычно, входной контур включен между сеткой и катодом, но заземлена сетка, а не катод, и выходной контур включен между анодом и заземленной сеткой. Принцип работы такого каскада ничем не отличается от работы обычного каскада с заземленным катодом; коэффициент усиления его также определяется, как произведение крутизны на резонансное сопротивление выходного контура L_2C_2. Зато здесь паразитная обратная связь создается за счет емкости между анодом и катодом $C_{а.к}$, которая значительно уменьшена экранирующим действием заземленной сетки. Недостатком этой схемы является низкое входное сопротивление. Последнее обстоятельство объясняется тем, что анодный ток, замыкаясь на катод через входной контур, создает в нем входной ток, равный анодному току, $I_{вх}=I_{в}=SU_{вх}$. Отсюда входное сопротивление каскада равно:

$$R_{вх}=\frac{U_{вх}}{I_{вх}}=\frac{1}{S}. \qquad (18\text{-}20)$$

Таким образом, входное сопротивление каскада с заземленной сеткой является величиной, обратной крутизне, и не зависит от рабочей частоты. Однако применение каскада с заземленной сеткой нецелесообразно ввиду низкого коэффициента усиления мощности последнего, так как первый каскад усилителя, определяющий отношение сигнал/шум, должен иметь на выходе максимальный уровень сигнала, а значит, высокий коэффициент усиления.

В настоящее время во входных каскадах усилителя сверхвысоких частот часто применяется сдвоенный каскад заземленный катод — заземленная сетка. В этой схеме, показанной на рис. 18-11, первый каскад с заземленным катодом обеспечивает необходимое отношение сигнал/шум, второй каскад с заземленной сеткой обеспечивает устойчивую работу схемы при применении триодов, а последнее обеспечивает низкий уровень собственных шумов. Здесь первый каскад собран по схеме с заземленным катодом (емкость $C_{а.с}$ которого нейтрализована индуктивностью L_N). Анодный контур этого каскада L_2 включен в цепь катода следующего каскада, собранного по схеме с заземленной сеткой.

Расчет усилителя высокой частоты на пентодах с заземленным катодом проводится обычным порядком с учетом

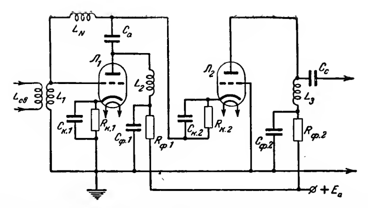


Рис. 18-11. Схема сочетания каскадов заземленный катод — заземленная сетка.

входного и выходного сопротивлений ламп на рабочей частоте. Общее резонансное сопротивление контура для схемы с последовательным включением контура в цепь анода определяется из формулы

$$\frac{1}{R_{рез}}=\frac{1}{R'_{рез}}+\frac{1}{R_c}+\frac{m_1^2}{R_{вых}}+\frac{m_2^2}{R_{вх}}, \qquad (18\text{-}21)$$

а для схемы параллельного питания — из формулы

$$\frac{1}{R_{рез}}=\frac{1}{R'_{рез}}+\frac{1}{R_a}+\frac{m_1^2}{R_{вых}}+\frac{m_2^2}{R_{вх}}, \qquad (18\text{-}22)$$

где $R'_{рез}$ — резонансное сопротивление контура без учета влияния схемы ($R'_{рез}=\frac{2\pi f_0 L}{d}$, причем $d \approx 0{,}01 \div 0{,}005$);

$R_{вых}$ — выходное сопротивление лампы, определяемое по формуле (18-2);

$R_{вх}$ — входное сопротивление лампы следующего каскада, определяемое по формуле (18-1);

R_c — сопротивление утечки в схеме последовательного питания;

R_a — сопротивление в цепи анода в схеме параллельного питания;

m_1 — коэффициент трансформации со стороны выхода лампы и m_2 — коэффициент трансформации со стороны входа лампы следующего каскада.

При расчете схемы с последовательным включением индуктивности (рис. 18-7) необходимо определить коэффициент трансформации M, обеспечивающий согласование, по формуле

$$M = \sqrt{\frac{R_{вх} R_с (R_а + R_{вых})}{R_{вых} R_а (R_с + R_{вх})}}. \qquad (18\text{-}23)$$

Этот коэффициент должен быть равен отношению входной и выходной емкостей:

$$M = \frac{C_{вх}}{C_{вых}}. \qquad (18\text{-}24)$$

Так как обычно это условие не удовлетворяется, то необходимо увеличить одну из этих емкостей параллельно включенным конденсатором.

Коэффициент усиления такого каскада равен:

$$K = \frac{1}{2} S \sqrt{\frac{R_с R_а R_{вх} R_{вых}}{(R_а + R_{вых})(R_с + R_{вх})}} \cdot 10^{-3}. \qquad (18\text{-}25)$$

Общая емкость контура C определяется как емкость последовательно включенных конденсаторов $C_{вх}$ и $C_{вых}$, а отсюда по известной рабочей частоте обычным способом находится индуктивность контура L.

Затухание контура с учетом действия схемы определяется по формуле

$$d = 2\pi f_0 L \left(\frac{R_а R_{вых}}{R_а + R_{вых}} m_1^2 + \frac{R_с R_{вх}}{R_с + R_{вх}} m_2^2 \right). \qquad (18\text{-}26)$$

где

$$m_1 = \frac{C_{вх}}{C_{вх} + C_{вых}} \text{ и } m_2 = \frac{C_{вых}}{C_{вх} + C_{вых}}.$$

При расчете усилительного каскада с заземленной сеткой необходимо определить входные и выходные сопротивления и емкости лампы и сопротивление нагрузки, приведенное к выходу лампы.

Входная емкость равна $C_с$, а входное сопротивление определяется формулой (18-20).

Сопротивление нагрузки находится по формуле

$$R_в = \frac{m_1^2 R_{вх2} R_{рез}}{R_{вх2} + m_2^2 R_{рез}}, \qquad (18\text{-}27)$$

где $R_{вх2}$ — входное сопротивление лампы следующего каскада;
$R_{рез}$ — резонансное сопротивление контура;
m_1 — коэффициент трансформации со стороны выхода лампы;
m_2 — коэффициент трансформации со стороны входа следующего каскада.

При расчете выходных параметров необходимо прежде определить сопротивление источника сигнала, приведенное ко входу лампы, $R'_{ист}$:

$$R'_{ист} = \frac{m_2^{2'} R'_{вх} R'_{вых}}{m_1^{2'} R'_{вх} + R'_{вых}}, \tag{18-28}$$

где штрихи показывают, что все эти параметры относятся к предыдущему каскаду (в том числе ко входной цепи, если рассчитывается первый каскад усилителя).

Выходное сопротивление каскада с заземленной сеткой находится из выражения

$$R_{вых} = \mu \frac{R_{вх0} R'_{ист}}{R_{вх0} + R'_{ист}} + R_i, \tag{18-29}$$

а выходная емкость — по формуле

$$C_{вых} = C_{а.с} + \frac{C_{а.к}}{1 + S \dfrac{R_{вх0} R'_{ист}}{R_{вх0} + R'_{ист}}}. \tag{18-30}$$

Коэффициент усиления каскада с заземленной сеткой определяется выражением

$$K = \frac{m_1 m_2 S}{\dfrac{m_1^2}{R_{вых}} + \dfrac{m_2^2}{R_{ах}} + \dfrac{1}{R_{рез}}}. \tag{18-31}$$

Условие устойчивости работы каскада имеет вид

$$2\pi f_0 C_{а.к} = \mu \frac{R_{вх0} R_{н}}{R_{н} + R_i + \mu R_{вх0}}. \tag{18-32}$$

Коэффициент шума $Ш$ любого усилительного каскада можно определить по следующей формуле:

$$Ш = 1 + \frac{m_2^2 R'_{ист}}{R_{рез}} + 5 \frac{R'_{ист}}{R_{вх}} + \\ + R_{ш} R'_{ист} - \left(\frac{1}{R'_{исп}} + \frac{m'_2}{R_{рез}} + \frac{1}{R_{вх}} \right). \tag{18-33}$$

18-6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ И ГЕТЕРОДИНЫ ПРИЕМНИКОВ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

В приемниках сверхвысоких частот усиление принятого сигнала до преобразователя частоты незначительно, а в диапазоне сантиметровых волн обычно вовсе отсутствует; основное усиление в этих приемниках еще более, чем в других, производится в усилителе промежуточной часто-

ты. В этих условиях преобразовательный каскад, стоящий на входе УПЧ, приобретает особое значение: именно им прежде всего определяется отношение сигнала к шуму, а тем самым и чувствительность приемника. Поэтому преобразователь частоты в приемниках СВЧ должен иметь минимальный коэффициент шума и, по возможности, максимальный коэффициент усиления (или передачи напряжения, если усиления не происходит).

Многосеточные преобразовательные лампы, нашедшие широкое применение в диапазоне более низких частот, здесь не применяются из-за высокого коэффициента шума. На частотах до 100 *Мгц* в каскаде смесителя могут применяться пентоды пальчиковой серии. На более высоких частотах — до 1 000 *Мгц* в смесителях используются триоды (в том числе маячкового типа в диапазоне дециметровых волн). На частотах до 3 000 *Мгц* могут быть использованы диоды. Хотя диодные преобразователи и не усиливают приходящего сигнала, но на этих частотах они дают меньший коэффициент шума, чем триодные преобразователи, что повышает отношение сигнала к шуму на входе УПЧ. В диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн используются исключительно кристаллические преобразователи, так как коэффициент шума полупроводникового диода меньше, чем у вакуумного.

Гетеродин приемника сверхвысоких частот всегда выполняется с отдельной лампой: триодом пальчикового типа в диапазоне метровых волн, триодом маячкового типа в диапазоне дециметровых волн и клистроном при работе в диапазоне сантиметровых волн.

Не вдаваясь в подробности работы преобразователя частоты, разобранной в гл. 14 и 15, рассмотрим особенности его расчета в диапазоне сверхвысоких частот.

Шумовое сопротивление преобразовательного каскада (т. е. фиктивное сопротивление, которое при той же полосе пропускания, какую имеет преобразователь, дает при комнатной температуре такой же уровень шума) для пентодного преобразователя можно найти по формуле

$$R_{ш.п} \approx \frac{10 + 30\frac{I_{к.т}}{S_m}}{S_m}, \qquad (18\text{-}34)$$

где $R_{ш.п}$ — шумовое сопротивление, *ком*;

S_m — наибольшее значение крутизны за период гетеродинного напряжения, *ма/в*;

$I_{к.т}$ — наибольшее значение катодного тока (сумма анодного тока и тока экранной сетки) за этот же период, *ма*.

Для триодного преобразователя это сопротивление определяется по более простой формуле

$$R_{ш.п} \approx \frac{15}{S_m}. \qquad (18\text{-}35)$$

Входное сопротивление каскада определяется как параллельно соединенные резонансное сопротивление контура на входе преобразователя $R_{рез}$ и входное сопротивление лампы на частоте сигнала $R_{вх}$. При этом следует учесть, что в режиме преобразования входное сопротивление лампы, обусловленное инерцией электронов, получается примерно в 2 раза больше, чем у той же лампы в режиме усиления, т. е.

$$R'_{вх} = \frac{2k}{f^2}. \qquad (18\text{-}36)$$

В триодном преобразователе следует учесть еще одно параллельное сопротивление $R_{а.с}$, обусловленное значительной проводимостью через емкость $C_{а.с}$ у триода; величину $R_{а.с}$ можно определить по формуле

$$R_{а.с} \approx \frac{1 + \frac{C_а}{C_{а.с}}}{0{,}3S_m}, \qquad (18\text{-}37)$$

где $C_а$ — емкость контура в анодной цепи преобразователя.

Выходное сопротивление равно внутреннему сопротивлению преобразовательной лампы $R_{i п}$.

Коэффициент шума в режиме согласования на входе равен:

$$Ш_п = 2 + 4\frac{R_{ш.п}}{R_{вх}} + 4\frac{R_{вх}}{R'_{вх}}. \qquad (18\text{-}38)$$

В остальном расчет преобразовательного каскада с пентодом или триодом аналогичен расчету этого каскада в приемниках более длинных волн.

В диапазоне дециметровых волн, как уже говорилось, часто применяется диодный преобразователь частоты, принципиальная схема которого показана на рис. 18-12. Коэффициент шума для случая диодного преобразователя частоты находится по формуле

$$Ш_{п}=\frac{8}{\mu_{п}^{2}}(1+\sqrt{1-\mu_{п}^{2}})-7. \qquad (18\text{-}39)$$

В диапазоне частот свыше 4 000 *Мгц* (длина волны короче 7,5 *см*) вакуумные диоды создают слишком большой коэффициент шума, и в этом диапазоне частот применяются исключительно кристаллические смесители, являющиеся первым каскадом приемника. Для этих целей выпускаются германиевые диоды ДГ-С и кремниевые типа ДК-С.

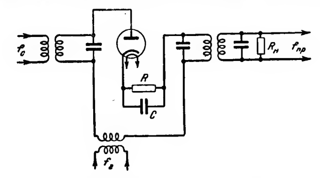


Рис. 18-12. Схема диодного преобразования частоты.

Входное сопротивление кристаллического смесителя составляет около 50 *ом*, а выходное—около 400 *ом*. Коэффициент передачи и коэффициент шума зависят от мощности, подводимой от гетеродина. Наименьший коэффициент шума получается при мощности, поступающей от гетеродина, около 0,5 милливатт. Кристаллические смесители очень боятся электрических перегрузок.

Одна из типичных конструкций кристаллического смесителя с использованием жестких концентрических линий для работы на частоте 3 000 *Мгц* (длина волны 10 *см*) показана на рис. 18-13. Напряжение сигнала из антенны поступает по линии *1* к диоду *2*. Напряжение от гетеродина

по линии 3 передается на линию 4. Связь гетеродина со смесителем регулируется изменением положения небольшого диска 5, которым кончается внутренний стержень линии 4, относительно внутреннего стержня линии 1. Для регулировки связи второй конец стержня укреплен на металлической короткозамыкающей линию 4 втулке 6, которая навинчивается на наружную трубу линии. Нагрузкой гете-

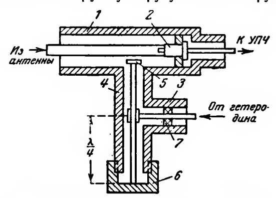


Рис. 18-13. Устройство кристаллического смесителя с коаксиальными линиями.

родина служит дисковое сопротивление 7, имеющее величину, равную величине входного сопротивления смесителя, т. е. 50 *ом*. Расстояние между сопротивлением 7 и диском 5 должно быть равно $\frac{\lambda}{2}$.

На частотах выше 4 000 *Мгц* коаксиальная линия 1 обычно заменяется волноводом, в котором с помощью штыря связи возбуждаются колебания от клистронного гетеродина. Кристаллический диод помещают в волноводе так, чтобы его ось совпадала с электрическим полем волновода.

В приемниках сверхвысоких частот часто применяется двухтактный преобразователь частоты, два варианта схемы которого показаны на рис. 18-14. В первой схеме напряжение сигнала подводится к детекторам противофазно, а напряжение от гетеродина синфазно, во второй схеме, наоборот, контур промежуточной частоты в обеих схемах подключен к детекторам противофазно. В этих схемах могут быть использованы кристаллические или вакуумные диоды, триоды или пентоды. По своим качественным показателям обе схемы одинаковы.

Двухтактные преобразователи частоты имеют ряд ценных преимуществ перед однотактными, особенно важных для приемника сверхвысоких частот. Этими преимуществами являются: ослабление шума, поступающего в УПЧ от гетеродина, уменьшение передачи напряжения гетеродина в антенну, а значит, и паразитного излучения антенной приемника частоты гетеродина, уменьшение возможности самовозбуждения на промежуточной частоте за счет обратной связи через смеситель и гетеродин.

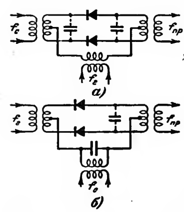


Рис. 18-14. Схемы двухтактного преобразователя частоты.

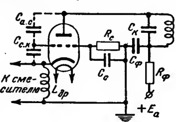


Рис. 18-15. Схема гетеродина метровых волн.

Ослабление шумов гетеродина достигается тем, что шумовое напряжение от гетеродина после детектирования создает в контуре промежуточной частоты одинаковые по величине и противоположные по фазе токи, которые взаимно компенсируются.

Ток от гетеродина разделяется во входной цепи на два противоположных тока, магнитные поля которых компенсируются. Этим практически исключается излучение гетеродина. Что касается предотвращения самовозбуждения, то это можно объяснить следующим образом. Если часть напряжения промежуточной частоты по той или иной причине попадет на гетеродин, то напряжение гетеродина промодулируется промежуточной частотой. В смесителе модулированное напряжение гетеродина продетектируется и выделившееся напряжение промежуточной частоты вновь поступает на УПЧ, где усиливается. Таким образом, усилитель промежуточной частоты через гетеродин и смеситель оказывается охваченным паразитной обратной связью, что вызовет неустойчивость его работы, а при сильной связи приведет к самовозбуждению. При применении двухтакт-

ной схемы смесителя выделившиеся после детектирования напряжения промежуточной частоты от каждого детектора поступают на УПЧ в противофазе и взаимно компенсируются.

Конечно, все эти преимущества дадут абсолютные результаты только в идеально сбалансированном двухтактном смесителе, но и при реально достижимом балансе получаются вполне удовлетворительные результаты.

Расчет двухтактного смесителя отличается от расчета обычного однотактного лишь выбором оптимального значения коэффициентов трансформации на входе m_1' и выходе m_2' схемы.

Эти коэффициенты трансформации равны:

$$m_1' = \frac{m_1}{\sqrt{2}} \text{ и } m_2' = \sqrt{2}\, m_2. \qquad (18\text{-}40)$$

Кроме того, в $\sqrt{2}$ раз увеличиваются входное и выходное напряжения схемы. Коэффициент передачи остается прежним.

Гетеродины в приемниках СВЧ, как уже сказано, всегда выполняются с отдельными лампами. В диапазоне до 300 *Мгц* (длина волны 1 *м*) в гетеродинах используются триоды (или пентоды в триодном включении, что дает более высокую крутизну) обычно пальчикового типа и контуры с сосредоточенными постоянными. Схема гетеродина на этих частотах обычно бывает с емкостной обратной связью, причем емкостный делитель создается за счет емкости $C_{а.к}$ и $C_{с.к}$, благодаря чему катод оказывается присоединенным по высокой частоте к средней точке контура. Эта схема показана на рис. 18-15. Катод по высокой частоте дросселем $L_{с1}$ изолирован от корпуса и с него подается напряжение на смеситель. Элементы гридлика $R_с$ и $C_с$ подбираются опытным путем.

Для обеспечения необходимой величины обратной связи должно быть выполнено условие

$$C_{с.к} = \mu C_{а.к}. \qquad (18\text{-}41)$$

Если величина $C_{с.к}$ окажется недостаточной, то между сеткой и катодом необходимо включить конденсатор, уве-

личивающий $C_{с.к}$ до нужной величины (обычно этот конденсатор делают полупеременным для возможности регулировки).

В контур включается конденсатор $C_к$, имеющий отрицательный температурный коэффициент емкости, что обеспечивает более высокую стабильность частоты гетеродина. Общая емкость контура C слагается из междуэлектродной емкости $C_{а.с}$, емкости монтажа $C_М$ и емкости конденсатора $C_к$:

$$C = C_{а.с} + C_М + C_к. \quad (18\text{-}42)$$

Индуктивность контурной катушки находится по формуле

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f_0^2 \left(C + \frac{C_{с.к}\, C_{а.с}}{C_{с.к} + C_{к.а}} \right)}, \quad (18\text{-}43)$$

где f — в мегагерцах; L — в микрогенри и C — в пикофарадах. Настройку лучше всего производить изменением индуктивности L.

В диапазоне дециметровых волн в гетеродинах применяют лампы с дисковыми выводами, а в качестве колебательных систем используются отрезки коаксиальных линий. Конструктивно наиболее удобно выполнять гетеродин с двумя резонансными линиями: между анодом и сеткой и между катодом и сеткой, как это показано на рис.18-16. Обратная связь осуществляется штифтом *1*, проходящим через катодный контур и входящим в анодный. Частота гетеродина определяется резонансной частотой анодного контура, которую можно регулировать передвижением короткозамыкающего плунжера *2*. Резонансная частота катодного контура, регулируемая плунжером *3*, должна быть несколько ниже генерируемой частоты.

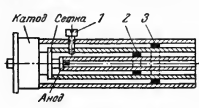


Рис. 18-16. Устройство гетеродина с коаксиальными линиями.

При работе в диапазоне сантиметровых волн в качестве гетеродина используется отражательный клистрон; колебательная система этого гетеродина входит в конструкцию самого клистрона.

18-7. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ И ДЕТЕКТОРЫ ПРИЕМНИКОВ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Схемы и работу усилителя промежуточной частоты мы уже достаточно подробно рассмотрели в гл. 12. Промежуточная частота в приемниках сверхвысоких частот должна быть достаточно высокой и часто сама находиться в диапазоне сверхвысоких частот (волн метрового диапазона). Ширина полосы пропускания приемников СВЧ бывает большой, что часто бывает связано с импульсным методом работы; так, при работе с импульсами продолжительностью 1 *мксек* требуется полоса

$$\Pi_{0,7} \approx \frac{1,3}{\tau} = 1,3\ Мгц.$$

Для обеспечения нужной полосы пропускания часто применяются схемы с попарно расстроенными контурами, двухконтурными фильтрами и другие, более сложные системы. При этом необходимо помнить, что применение расстройки свыше критической (или связи более критической в двухконтурных фильтрах) дает значительный выброс переходной характеристики, что сильно искажает форму принимаемых импульсов.

В приемниках сантиметрового диапазона усилитель высокой частоты отсутствует и первый каскад УПЧ является первым усилительным каскадом приемника. Поэтому к первым каскадам УПЧ предъявляются особо жесткие требования в отношении малой величины коэффициента шума. Обычно первые два каскада УПЧ выполняются по схеме заземленный каскад — заземленная сетка на триодах а остальные каскады — по одной из рассмотренных нами схем на пентодах.

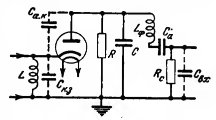


Рис. 18-17. Схема диодного детектора приемника импульсных сигналов

В приемниках сверхвысоких частот, предназначенных для приема импульсных сигналов, дополнительные требования малого искажения формы импульса предъявляются

и к детекторному каскаду. Обычно в этих приемниках применяется диодный детектор, имеющий наиболее линейную детекторную характеристику, схема которого показана на рис. 18-17.

Краткие выводы

При работе приемника в диапазоне сверхвысоких частот предъявляются особые требования как к конструкции колебательных систем, так и к лампам.

Только на низших частотах этого диапазона возможно выполнение обычных контуров с сосредоточенными постоянными. На более высоких частотах применяются резонансные линии, выполненные чаще всего в виде короткозамкнутых отрезков коаксиальных линий.

Коэффициент усиления каскада усилителя на СВЧ резко снижается и может стать меньше единицы. Это объясняется сильным шунтированием анодного контура.

Низкое входное сопротивление ламп объясняется инерцией электронов, а также обратной связью через индуктивность катодного ввода.

В приемниках сверхвысоких частот особое значение приобретают собственные шумы приемника, так как, во-первых, они в этом диапазоне значительно возрастают и, во-вторых, являясь почти единственными помехами в этом диапазоне, определяют максимальную чувствительность приемника.

С целью понижения уровня шумов в диапазоне метровых и отчасти дециметровых волн применяются триодные усилители, так как последние имеют меньший коэффициент шума, чем усилители с пентодами, а в диапазоне сантиметровых волн усиление частоты сигнала с обычными лампами не осуществляется и первым каскадом приемника после входной цепи является преобразователь частоты.

Чем меньше электродов в лампе, тем меньше уровень шумов, создаваемых ею. Поэтому в преобразовательных каскадах СВЧ многосеточные смесительные лампы не применяются. В диапазоне метровых волн применяются, как правило, триодные односеточные смесители, а в диапазоне более коротких волн — диодные (вакуумные и кристаллические) смесители, хотя последние и не дают усиления; их более низкий уровень шумов позволяет обеспечить лучшее отношение сигнала к шуму на входе приемника.

Усилитель промежуточной частоты и детектор должны быть рассчитаны в соответствии с характером принимаемых

сигналов. Первые каскады усилителя промежуточной частоты приемника, работающего в диапазоне сантиметровых волн, должны обеспечивать максимально возможное отношение сигнала к шуму.

В качестве гетеродинов, которые выполняются в этом диапазоне частот всегда с отдельной лампой, применяются генераторы с лампами пальчиковой серии (или типа желудь) и контурами с сосредоточенными постоянными в диапазоне метровых волн, с маячковыми лампами и контурами из отрезков коаксиальных линий в диапазоне дециметровых волн и с клистронами и контурами из коаксиальных линий или полых резонаторов в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какими особенностями характеризуется приемник сверхвысоких частот?

2. Какие резонансные цепи применяются в диапазонах метровых, сантиметровых и дециметровых волн?

3. Как устроены конденсаторные (широкодиапазонные) контуры?

4. Объясните влияние инерции электронов на входное сопротивление радиоламп.

5. Почему индуктивность катодного ввода сказывается на величине входного сопротивления лампы?

6. Как зависит от частоты входное сопротивление ламп?

7. Какое значение имеют собственные шумы в приемнике сверхвысоких частот?

8. Что называется коэффициентом шума приемника?

9. Какие виды входных цепей применяются в приемниках сверхвысоких частот?

10. Как работает усилительный каскад с заземленной сеткой? В чем его преимущество и недостатки?

11. Начертите схему каскада заземленный катод — заземленная сетка и объясните его работу.

12. Как работает диодный преобразователь частоты?

13. Как работает кристаллический преобразователь частоты?

14. Начертите схему и объясните работу двухтактного преобразователя частоты.

15. Какие типы гетеродинов применяются в приемниках сверхвысоких частот?

16. Какие особенности характеризуют детектор импульсных сигналов?

ЗАДАЧИ

1. Рассчитать входную цепь приемника, работающего на фиксированной частоте 500 *Мгц*, если в первом каскаде УВЧ применен триод маячкового типа 6С5Д ($k = 200$ *Мом·Мгц*^{2}; $C_{вх} = 2{,}05$ *пф*) и

входные цепи выполнены в виде жесткого коаксиального кабеля диаметры труб которого равны:

$$D_1 = 1{,}5\ см;\ D_2 = 5{,}4\ см.$$

2. Рассчитать параметры диодного преобразователя частоты приемника сверхвысоких частот, работающего с диодом пальчикового типа 6Х2П ($S = 4{,}55$ *ма/в*). Сопротивление нагрузки преобразователя $R_н = 100$ *ком*. Угол отсечки $\theta = 60°$.

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ

19-1. ВИДЫ ПОМЕХ

Современные радиоприемные устройства могут иметь настолько высокий коэффициент усиления, что чувствительность приемника определяется не столько достижимым усилением, сколько помехами, возникающими как вне приемника, так и в нем самом. Чем выше уровень помех, тем ниже реальная чувствительность приемника. Поэтому создание условий, при которых приемник будет менее чувствителен к помехам, является важным фактором, определяющим реальную чувствительность приемника.

Помехи радиоприему можно различать как по месту их возникновения, так и по характеру воздействия на радиоприемное устройство.

По месту возникновения помехи различаются на атмосферные, космические, промышленные, собственные шумы и помехи мешающих станций.

По характеру воздействия на приемник помехи различаются на периодические и апериодические, а последние— на импульсные и гладкие.

Периодическими помехами называются помехи, создаваемые периодическими колебаниями, имеющими вполне определенную несущую частоту. Эти помехи создаются радиостанциями, частота которых близка к частоте принимаемой радиостанции. Ослабить влияние этих помех можно улучшением избирательных свойств приемника, а также применением направленных антенн, если направление на мешающую радиостацию не совпадает с направлением на принимаемую станцию.

Помехи, создаваемые естественными причинами, обычно носят апериодический характер. Грозовой разряд или искрообразование при разрыве электрической цепи создает

импульс быстрозатухающих электромагнитных колебаний, распространяющихся в пространстве и достигающих приемной антенны. Всякая импульсная помеха может быть представлена как сумма бесконечного числа синусоидальных колебаний, амплитуда которых убывает с возрастанием частоты. Поэтому импульсная помеха воздействует на приемник независимо от частоты его настройки, но тем слабее, чем выше частота настройки приемника. Импульсная помеха вызывает сильное, но кратковременное искажение сигнала, так как вызванные собственные колебания в контурах приемника быстро затухают. Если на выходе приемника включен телефон или громкоговоритель, то импульсная помеха прослушивается как треск или щелчок.

Если импульсные помехи быстро следуют одна за другой, так что собственные колебания в контуре, вызванные предшествующим импульсом, не успевают затухнуть к моменту приема следующего импульса, то происходит сложение всех синусоидальных колебаний, вызванных различными импульсами, фазы которых имеют совершенно случайный характер. Ввиду различия фаз результирующая амплитуда колебаний может получиться значительно ниже, чем при воздействии одиночного импульса, но зато продолжительность помех возрастает. Такая помеха носит название гладкой помехи. Если на выходе приемника включен телефон или громкоговоритель, гладкая помеха прослушивается как шорох или шум.

К гладким помехам относятся собственные шумы приемника, происхождение которых нами уже рассматривалось. Космические помехи, приходящие к нам от далеких небесных тел, тоже носят обычно характер гладких помех. Эти помехи сказываются в основном в диапазоне метровых волн. Амплитуда их невелика, обычно меньше амплитуды колебаний, создаваемых на сверхвысоких частотах собственными шумами приемника, а потому при конструировании обычных приемников с космическими помехами можно не считаться.

В этой главе мы подробнее остановимся на двух типах помех — атмосферных и промышленных.

19-2. АТМОСФЕРНЫЕ ПОМЕХИ

Причиной атмосферных помех являются главным образом грозовые разряды. При грозовом разряде создаются напряжения порядка нескольких миллионов вольт, а токи достигают сотен тысяч ампер, поэтому амплитуда электро-

магнитных колебаний, создаваемых грозовым разрядом, очень велика и они распространяются на сотни, а иногда и тысячи километров.

Разряды от близких гроз создают импульсные помехи, а разряды далеких гроз (которые всегда происходят в каком-либо месте земного шара) создают гладкие помехи.

Частота электромагнитных колебаний, создаваемых грозовыми разрядами, низкая, и амплитуда колебаний быстро убывает с возрастанием частоты. Поэтому атмосферные помехи сильно сказываются при работе приемника в диапазоне длинных волн, слабее — при работе в диапазоне коротких волн, а в приемниках сверхвысоких частот с влиянием атмосферных помех обычно можно не считаться.

Так как спектр апериодических помех, к категории которых относятся атмосферные помехи, непрерывен, то воздействие этих помех на приемник тем более, чем шире полоса пропускания последнего.

Бороться с атмосферными помехами можно различными методами. Эффективными методами борьбы являются работа в диапазоне более коротких волн и применение частотной модуляции. Желательно иметь в приемнике регулируемую полосу пропускания, чтобы можно было сужать ее при воздействии сильных атмосферных помех. Применение остронаправленных приемных антенн также снижает уровень атмосферных помех.

Ослабление действия импульсных атмосферных помех может также быть достигнуто применением специальных схем. Есть схемы, ограничивающие амплитуду помехи, и есть схемы, запирающие приемник в момент действия помехи. Последние могут применяться в радиовещательных приемниках, так как кратковременные перерывы звука, если длительность их не превосходит 1,4 *мсек*, а число их не больше 20—30 в 1 *сек*, человеческое ухо не ощущает.

В первых схемах часто применяется диод, запертый отрицательным напряжением, подаваемым на его анод. Когда амплитуда напряжения за счет импульсной помехи превзойдет величину запирающего напряжения, диод отпирается и шунтирует вход одного из каскадов приемника. Одна из подобных схем показана на рис. 19 1. В ней диод *Д*, включенный параллельно входу первого каскада УНЧ, заперт напряжением, снимаемым с потенциометра *R* от минуса источника анодного напряжения. Когда амплитуда низкой частоты с выхода детектора превосходит напряжение запирания, диод *Д* отпирается и шунтирует вход пер-

вого каскада УНЧ. Величина запирающего напряжения с помощью потенциометра R подбирается такой, чтобы при максимальной амплитуде полезных сигналов диод был заперт и лишь тогда, когда за счет помехи амплитуда превзойдет эту величину, диод отпирается.

На рис. 19-2 изображена схема, запирающая детектор приемника в момент действия импульсной помехи. Здесь детектор приемника собран по схеме диодного детектирова-

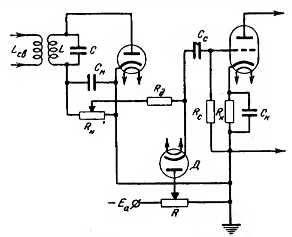


Рис. 19-1. Схема ограничения помех.

ния на триоде и имеется дополнительный детекторный каскад с диодом $Д$, запертым положительным напряжением $E_з$, подаваемым на катод и величина которого может регулироваться потенциометром R. Когда при действии помехи амплитуда напряжения на диоде $Д$ превзойдет запирающее напряжение, диод продетектирует принятые колебания, и отрицательное напряжение, получившееся в результате детектирования на нагрузке диода $R_н$, поступит на сетку лампы основного детектора и запрет ее.

Для ослабления кратковременных импульсных помех иногда применяется схема, имеющая в усилителе до детектора три каскада: широкополосный, ограничитель и узкополосный. Дело в том, что напряжение импульсной помехи на контуре усилителя затухает по закону: $u_п = U_{макс.п}\, e^{-\frac{r}{2L}t}$.

Если расширить полосу усилителя в k раз (т. е. увеличить в k раз сопротивление контура) и во столько же раз увеличить коэффициент усиления каскада, то напряжение полезного сигнала на выходе каскада при этом не изменится, начальная амплитуда помехи возрастет, но и затухание помехи ускорится. Возросшая амплитуда помехи будет срезана стоящим за этим каскадом ограничителем, а так как время действия помехи уменьшится, то отношение сигнала к помехе увеличится. Стоящий после ограничителя каскад с обычной узкой полосой еще больше уменьшает влияние помехи.

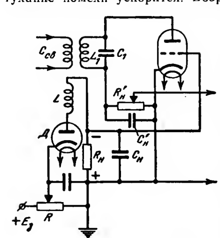


Рис. 19-2. Схема для запирания приемника в момент действия импульсной помехи.

Для подавления гладкой помехи и помехи от мешающей радиостанции, имеющих сравнительно узкую полосу, часто используются кварцевые фильтры в усилителе промежуточной частоты, как это уже было рассмотрено нами в гл. 12.

В настоящее время применяется и ряд других методов ослабления действия помех: метод накопления повторяемых несколько раз одинаковых сигналов при телеграфной радиосвязи, метод частотной манипуляции и ряд других.

К атмосферным помехам относятся и помехи, вызванные электризацией приемной антенны падающим на нее снегом или песком в ветреную погоду, а также помехи, создаваемые в антенне самолета при электризации металлических частей самолета во время его полета. Борьба с этими помехами ведется такими же методами, какие мы разобрали, а для ослабления последного вида помех все металлические части самолета должны быть электрически соединены друг с другом.

19-3. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ПОМЕХИ

Источниками промышленных, или, как их иначе называют, индустриальных, помех главным образом являются

электрические установки. Основными источниками промышленных помех являются механические выпрямители, рентгеновские установки, телефонные аппараты, система зажигания в двигателях автомашин и самолетов, трамваи и троллейбусы, выключатели и переключатели и пр.

Затухающие колебания, возникающие в месте контактов таких установок, распространяются двумя путями — непосредственно через пространство, разделяющее источник помехи и приемную антенну, или по проводам, питающим как источник помехи, так и приемник.

Естественно, что промышленные помехи значительны там, где имеется много промышленных установок; если в городах они значительно превосходят атмосферные помехи, то в сельской местности с ними часто можно не считаться.

В радиоприемное устройство промышленные помехи могут проникнуть через выпрямитель при питании приемника от сети или через антенну. В антенну эти помехи могут попасть либо непосредственно от источника помех, если расстояние до него незначительно (например, в самолетных или автомобильных приемниках от системы зажигания мотора), либо от излучающей помехи электросети, питающей источник помех и проходящей вблизи приемной антенны.

Меры борьбы с промышленными помехами, попадающими в приемник через антенну, те же, что и при борьбе с атмосферными помехами. Хорошие результаты дает также применение направленных приемных антенн (например, рамочной антенны), а также применение высоко поднятой над землей горизонтальной антенны и заключение снижения в электростатический экран (заземленной металлической оплетке, изолированной от провода снижения). Горизонтальная часть приемной антенны должна быть, по возможности, перпендикулярна к проводам электросети.

Профессиональные радиоприемные устройства обычно выносятся за черту города, где уровень промышленных помех резко снижается.

Защита приемника, питаемого от сети переменного тока, со стороны сети осуществляется применением фильтров, включаемых перед выпрямителем. Этот фильтр из дросселей высокой частоты $L_{др}$ и конденсаторов C (как показано на рис. 19-3,*а*) должен беспрепятственно пропускать переменный ток, имеющий частоту 50 *гц*, и задержи-

вать все более высокие частоты, которые имеют обычно промышленные помехи. Иногда применяют более простую схему фильтра, показанную на рис. 19-3,*б*. Кроме того, для предотвращения проникновения помех через емкость между витками первичной и вторичных обмоток помещают электростатический экран, часто выполняемый в виде однослойной заземленной обмотки.

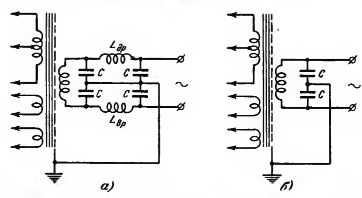


Рис. 19-3. Схемы фильтрации помех со стороны сети переменного тока.

Бороться с помехами в радиоприемном устройстве очень трудно: все принимаемые меры обычно могут лишь снизить уровень помех, но не ликвидировать их. Если мы не можем повлиять на источники атмосферных помех, то иначе обстоит дело с промышленными помехами. Поэтому самым эффективным методом борьбы с промышленными помехами является ликвидация или ослабление их в месте возникновения. Для этого применяют различного рода экраны, искрогасители и т. п. В Советском Союзе разработан специальный стандарт на электротехнические установки, предусматривающий ослабление создаваемых ими помех радиоприему.

Краткие выводы

На приемник, помимо полезных сигналов, воздействуют различного рода помехи, часто определяющие реальную чувствительность приемника.

По месту возникновения помехи различаются на атмосферные, космические, промышленные, собственные шумы и помехи от мешающих радиостанций. По характеру воз-

действия на приемное устройство помехи могут быть периодическими и апериодическими; последние подразделяются на импульсные и гладкие.

Периодическне помехи, создаваемые мешающими радностанциями, уменьшаются при повышении избнрательностн приемника.

Действие на пpнемник апериодических помех можно уменьшить сужением полосы пропускания, применением направленных антенн, заменой амплитудной модуляцни частотной, применением ограничивающих амплитуду или запнрающих приемник схем, а прн воздействии помех на приемник со стороны питающей ее электросети — применением фильтров н электростатического экрана в силовом трансформаторе. Нанболее эффективный метод борьбы с промышленными помехами — уннчтожение помех или снижение их уровня в месте их возникновения.

ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Как различаются помехи по месту нх возиикиовеиия?
2. Как различаются помехи по характеру их воздействия на приемник?
3. Почему апериодическая помеха сказывается на иастройке приемника на любую частоту?
4. Почему атмосферные помехи почти ие влияют на работу приемника сверхвысокнх частот?
5. Какие методы борьбы с атмосфериыми помехами вы знаете?
6. Какие методы борьбы с промышлеииыми помехами вы зиаете?

ЛИТЕРАТУРА

Сифоров В. И., Радиоприемные устройства, Воениздат, 1954.

Изюмов Н. М., Радиоприем, Воениздат, 1954.

Сиверс А. П., Радиолокационные приемники (расчет и проектирование), «Советское Радио», 1952.

Баркан В. Ф. и Жданов В. К., Радиоприемные устройства, Оборонгиз, 1956.

Куликовский А. А., Болошин И. А. и Потрясай В. Ф., Основы учебного проектирования радиоприемников, Госэнергоиздат, 1956.

Шуцкой К. А., Проектирование радиоприемников АМ и ЧМ сигналов, Госэнергоиздат, 1958.

Лебедев В. Л., Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1955

Бобров Н. В., Радиоприемные устройства, Госэнергоиздат, 1958.

Куликовский А. А., Линейные каскады радиоприемников, Госэнергоиздат, 1958.

Шанин А. И., Радиоприемные устройства, Судпромгиз, 1958.

Кризе С. Н., Усилительные устройства, Связьиздат, 1958.

Справочник — электровакуумные приборы, Госэнергоиздат, 1956.

Авторы: *Юрий Андреевич Буланов* и *Сергей Николаевич Усов*

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Редактор *В. Ф. Потрясай* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 18/IV 1960 г. Подписано к печати 20/VII 1960 г.
Т-07198 Бумага $84\times108^1/_{32}$ 27,06 печ. л. Уч.-изд. л. 29,6
Тираж 35 000 экз. (1-й завод 15 000)
Цена 11 р. 40 к. (с 1 января 1961 г. цена 1 р. 14 к.) Зак. 2223

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.





Цена 11 р. 40 к.
(с [illegible] января цена 1 р. 14 к.)